Д. Э. БРУСКИН, А. Е. ЗОРОХОВИЧ, В. С. ХВОСТОВ

Электрические машины

Часть вторая

Издание второе, переработанное и дополненное

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для студентов электротехнических специальностей вузов

МОСКВА
„ВЫСШАЯ ШКОЛА"
1987

ББК 31.261
Б89
УДК 621.313 (075.8)

Рецензенты:
кафедра «Электрические машины» Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина (зав. кафедрой д-р техн. наук, проф. *В. В. Романов*); *проф. А. В. Корицкий* (Московский институт радиотехники, электроники и автоматики)

Брускин Д. Э. и др.
Б89 Электрические машины: В 2-х ч. Ч. 2: Учеб. для электротехн. спец. вузов.— 2-е изд. перераб. и доп. Д. Э. Брускин, А. Е. Зорохович, В. С. Хвостов.— М.: Высш. шк., 1987.— 335 с.: ил.

Во второй части учебника рассмотрены устройство и теория работы асинхронных микромашин автоматических устройств, синхронных машин, машин постоянного тока; изложены габаритно-массовые соотношения в электрических машинах и их нагрузочная способность. Второе издание (первое — 1979 г.) дополнено новыми материалами по использованию в электромагнитных схемах машины и системах их регулирования элементов полупроводниковой техники.

Б $\frac{2302030000-067}{001(01)-87}$ КБ-28-26-86

ББК 31.261
6 П2.1.081

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга предназначена в качестве учебника по курсу «Электрические машины» для студентов высших технических учебных заведений, специализирующихся в области электрического привода и автоматизации промышленных установок, электроснабжения промышленных предприятий, электрооборудования судов, а также для студентов других специальностей, для которых курс «Электрические машины» читается в объеме 130 – 150 лекционных часов.

Порядок изложения материала в этом учебнике в основном подобен порядку, принятому в большинстве учебников по электрическим машинам, предназначенных для студентов электромеханических и электроэнергетических специальностей.

Учебник состоит из двух частей. В них приведены общие сведения об электрических машинах, рассмотрены трансформаторы, изложены общие вопросы теории машин переменного тока, описаны асинхронные и синхронные машины, а также машины постоянного тока.

Во второй части учебника рассмотрены асинхронные микромашины систем автоматики, синхронные машины, машины постоянного тока; приведены габаритно-массовые соотношения и нагрузочная способность электрических машин.

По каждому типу рассматриваемых электрических машин приведены вопросы общей теории, а затем описаны особенности конструкции и характеристики машин нормального исполнения и микромашин. Принятый порядок изложения позволил исключить излишние повторения материала при рассмотрении различных видов микромашин и более тесно увязать теорию их работы с общей теорией электрических машин данного типа. При этом главное внимание уделено связи основных положений теории с эксплуатационными особенностями различных электрических машин и рассмотрению режимов работы машин в системах автоматизированного электропривода.

Второе издание второй части учебника дополнено новыми материалами – изложены современные тенденции применения элементов полупроводниковой техники (диодов, тиристоров,

транзисторов) в электромагнитных схемах машин и системах их регулирования. Подробно рассмотрены синхронные генераторы, работающие на выпрямительную нагрузку, вентильные двигатели; двигатели постоянного тока, регулируемые посредством вентильных преобразователей и тиристорно-импульсных регуляторов. Кроме того, рассмотрены некоторые специальные электрические машины, которые в будущем смогут найти применение в энергетике (сверхпроводниковые синхронные генераторы, магнитно-гидродинамические машины, униполярные машины).

Авторы считают своим долгом выразить благодарность рецензентам данной книги – д-ру техн. наук, проф. *В. В. Романову* и коллективу кафедры «Электрические машины» Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина, а также проф. *А. В. Корицкому* за ценные советы и замечания.

Все замечания и пожелания по улучшению этого учебника просим направлять в издательство «Высшая школа» по адресу: *101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.*

Авторы

ГЛАВА 5
АСИНХРОННЫЕ МИКРОМАШИНЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

§ 5.1. УСТРОЙСТВО И ОСНОВНЫЕ КОНСТРУКТИВНЫЕ ТИПЫ АСИНХРОННЫХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Асинхронные исполнительные двигатели, применяемые в устройствах автоматики, служат для преобразования подводимого к ним электрического сигнала в механическое перемещение вала. При заданном тормозном моменте частота вращения двигателя должна строго соответствовать подводимому напряжению и изменяться в широком диапазоне – от нуля до максимума при изменении его значения или фазы. Таким образом, *исполнительные двигатели являются управляемыми.*

Способы управления исполнительными двигателями. Исполнительными двигателями переменного тока служат главным образом двухфазные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором (рис. 5.1, *а*). Одна из обмоток статора *В*, называемая *обмоткой возбуждения*, подключается к сети переменного тока с постоянным действующим значением напряжения $U_в$. Ко второй обмотке статора *У*, называемой *обмоткой управления*, подводится напряжение управления $U_у$ от управляющего устройства *УУ*.

Различают три основных способа управления частотой вращения исполнительного двигателя: амплитудное, фазовое и амплитудно-фазовое.

При амплитудном управлении изменяется только амплитуда напряжения управления или пропорциональное ей действующее значение $U_у$ этого напряжения. Векторы напряжений управления и возбуждения при всех значениях напряжения $U_у$ образуют угол 90° (рис. 5.1, *б*).

Напряжение управления обычно выражают в относительных единицах, как отношение $U_у$ к напряжению возбуждения $U_в$, приведенному к числу витков обмотки управления. Это отношение называют *эффективным коэффициентом сигнала*

$$\alpha_э = U_у/U'_в = kU_у/U_в, \tag{5.1}$$

где $U'_в = U_в(w_у/w_в)$; $k = w_в/w_у$ – коэффициент трансформации.

Фазовое управление характерно тем, что напряжение управления $U_у$ остается неизменным по величине и равным $U'_в$, а регулирование частоты вращения достигается путем изменения угла сдвига фаз β между векторами напряжений возбуждения и управления (рис. 5.1, *в*). За коэффициент сигнала при

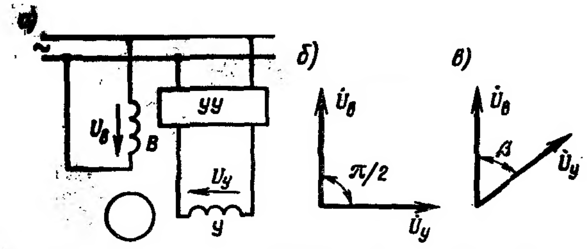


Рис. 5.1. Принципиальная схема асинхронного исполнительного двигателя (*а*) и векторные диаграммы напряжения при амплитудном (*б*) и фазовом (*в*) управлениях

фазовом управлении принимается синус угла сдвига фаз β между векторами напряжений $\dot{U}_у$ и $\dot{U}_в$, т. е. $\alpha = \sin\beta$.

При амплитудно-фазовом управлении изменяется как амплитуда напряжения управления, так и угол сдвига фаз между напряжениями $\dot{U}_у$ и $\dot{U}_в$, подаваемыми на обмотки статора.

При всех методах управления частота вращения асинхронного двигателя изменяется за счет образования несимметричного эллиптического магнитного поля, которое можно представить в виде двух круговых вращающихся полей прямой и обратной последовательностей (см. гл. 3). Изменение напряжения на обмотке управления по величине или фазе приводит к изменению соотношений между амплитудами потоков прямой и обратной последовательностей. В связи с этим изменяется вид механической характеристики, а следовательно, и частота вращения двигателя. Уменьшения частоты вращения достигают путем увеличения эллиптичности магнитного поля, т. е. путем увеличения поля обратной последовательности, которое создает тормозной момент. Однако при этом возрастают и потери мощности в двигателе.

Требования, предъявляемые к исполнительным двигателям. К исполнительным двигателям, работающим в автоматических устройствах, кроме общих требований, предъявляемых ко всем машинам (малые габариты и масса, дешевизна, высокий КПД, надежность работы и т. п.), предъявляют и специфические требования, главными из которых являются: управляемость двигателя при всех режимах работы (отсутствие самохода), линейность механических и регулировочных характеристик, высокое быстродействие, бесшумность работы, малая мощность управления, отсутствие радиопомех и др. Указанные специфические требования являются определяющими и заставляют в ряде случаев отказываться от традиционных конструкций машин общего применения, что ведет к увеличению габаритных размеров и массы, уменьшению КПД и пр.

Отсутствие самохода. Наибольшая асимметрия магнитного поля в исполнительном двигателе наблюдается при амплитудном управлении, когда отсутствует напряжение на обмотке управления; при фазовом управлении, когда напряжения $\dot{U}_у$ и $\dot{U}_в$ совпадают по фазе. При этом коэффициент сигнала $\alpha_э = 0$ и ротор не должен вращаться. Рассмотрим, при каких условиях это требование выполняется.

При $\dot{U}_у = 0$ двигатель может рассматриваться как однофазный. В этом случае прямое и обратное магнитные поля равны по значению, а результирующий вращающий момент равен арифметической разности моментов от прямого $M_{пр}$ и обратного $M_{обр}$ полей: $M_{рез} = M_{пр} - M_{обр}$.

В однофазном двигателе общего применения результирующий момент при пуске равен нулю, однако в довольно широком диапазоне частот вращения (при $s < 1$) он больше нуля. Следовательно, как показано в § 4.17, такой двигатель может работать с некоторой установившейся частотой вращения, если каким-либо образом его предварительно привести во вращение. Однако использовать такой двигатель в качестве исполнительного невозможно, так как при $\alpha = 0$ он не останавливается, т. е. теряет управление. Чтобы двигатель не терял управления и останавливался в однофазном режиме, необходимо выдержать условие $M_{обр} > M_{пр}$ или, в крайнем случае, $M_{обр} = M_{пр}$. Таким образом, условие отсутствия самохода в области изменения скольжения $1 > s > 0$ является выполнение неравенства

$$M_{рез} = M_{пр} - M_{обр} \leqslant 0. \qquad (5.2)$$

Зависимость $M = f(s)$ для прямого и обратного полей одинаковы, но $s_{обр} = 2 - s_{пр}$. Поэтому полученное условие отсутствия самохода можно представить в следующем виде:

$$\boxed{M_{пр\,(s)} \leqslant M_{обр\,(2-s)}}. \qquad (5.3)$$

Условие (5.3) выполняется при $s_{кр} \geqslant 1$. На рис. 5.2,*а* и *б* показаны зависимости $M_{рез} = f(s)$ для однофазного двигателя при $s_{кр} = 0{,}5$ и $s_{кр} = 1$ соответственно. Во втором случае в области скольжения $1 > s > 0$ имеется неравенство $M_{обр} > M_{пр}$, следовательно, в однофазном режиме ротор двигателя останавливается. Более подробные исследования показывают, что при некоторых параметрах исполнительного двигателя самоход возможен и при $s_{кр} = 1$. Однако при $s_{кр} = 1{,}1 \div 1{,}2$ самоход исключается.

В зависимости от причин, вызывающих самоход, его подразделяют на параметрический и технологический.

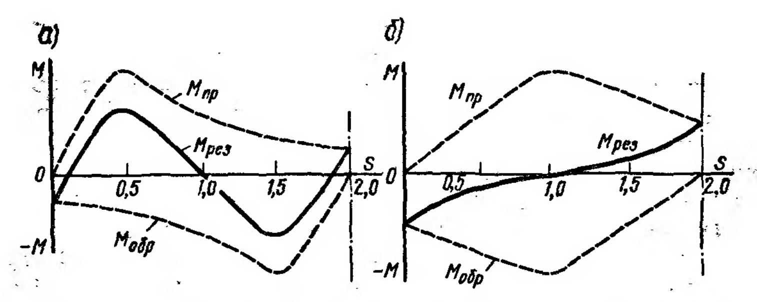


Рис. 5.2. Зависимости $M = f(s)$ для однофазного двигателя

Параметрический самоход. Он возникает в результате неправильного выбора параметров двигателя при проектировании. Для устранения параметрического самохода исполнительные двигатели проектируют так, чтобы $s_{кр} = 2 \div 4$. При этом обеспечивается не только отсутствие самохода, но и улучшение линейности механических характеристик двигателя. Большие значения $s_{кр}$ могут быть получены только при повышенном (по сравнению с обычными) значении сопротивления ротора, что снижает КПД исполнительного двигателя.

Технологический самоход. Он может возникать из-за технологических допусков и некачественного изготовления двигателя. Наличие межвиткового замыкания обмотки статора вызывает появление эллиптического поля даже при включении одной обмотки (см. § 4.17). Аналогичный «эффект короткозамкнутого витка» может получиться вследствие замыкания между собой листов статорного пакета из-за плохой изоляции листов стали, наличия заусениц и т. д. Причиной технологического самохода может быть также неравенство магнитных проводимостей по продольной и поперечной осям машины, вызванное неравномерностью воздушного зазора, различными толщинами полого ротора или магнитной анизотропией ферромагнитного материала статора и ротора (неравенство магнитных проводимостей стали вдоль и поперек проката).

Чтобы предотвратить технологический самоход, требуется высококачественно выполнять все технологические операции при изготовлении исполнительных двигателей (тщательно изолировать обмотки и стальные листы, обеспечивать строгую концентричность ротора и статора и пр.). Для устранения влияния магнитной анизотропии ферромагнитного материала применяют «веерную» сборку, при которой листы укладывают в пакете со сдвигом на одно или несколько зубцовых делений по отношению к предыдущему листу.

Устройство исполнительных двигателей. Управляемость исполнительным двигателем обеспечивается путем применения ротора с большим активным сопротивлением. Одним из возможных решений является применение ротора с обмоткой типа «беличья клетка». Для увеличения сопротивления стержни выполняют из материала с повышенным удельным сопротивлением (латуни, фосфористой бронзы и др.) и сравнительно малым поперечным сечением. Конструкция такого двигателя (рис. 5.3, *а*) мало отличается от конструкции обычного асинхронного двигателя. Его основным недостатком является большой момент инерции ротора, снижающий быстродействие исполнительного двигателя. Для уменьшения момента инерции в двигателях этого типа применяют роторы относительно малого диаметра с отношением длины к диаметру $l_a/D_a = 1{,}6 \div 2{,}4$.

В настоящее время промышленность выпускает исполнительные асинхронные двигатели с беличьей клеткой «сквозной конструкции» (рис. 5.3, *б*). В этих двигателях внутренний диаметр статора равен диаметру расточки под подшипники в щитах, что дает возможность обрабатывать внутреннюю поверхность статора и отверстий под подшипники одновременно, после установки подшипниковых щитов. В результате существенно уменьшается эксцентриситет ротора и двигатели могут быть выполнены с весьма малым воздушным зазором (0,03–0,05 мм), что позволяет при неизменных габаритах двигателя увеличить его вращающий момент или повысить КПД и $\cos\varphi$. В таких двигателях для уменьшения момента инерции ротор выполняют малого диаметра ($l_a/D_a = 2 \div 3$), а обмотку статора обычно заливают эпоксидной смолой,

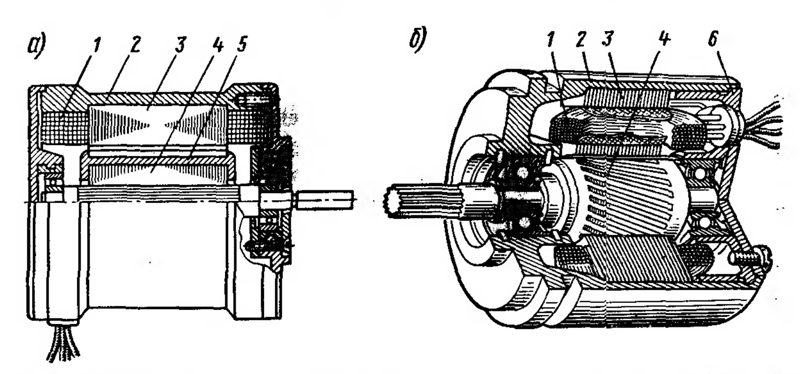


Рис. 5.3. Устройство исполнительных двигателей с беличьей клеткой на роторе:

1 – обмотка статора; *2* – корпус; *3* – статор; *4* – ротор; *5* – беличья клетка; *6* – подшипниковый щит.

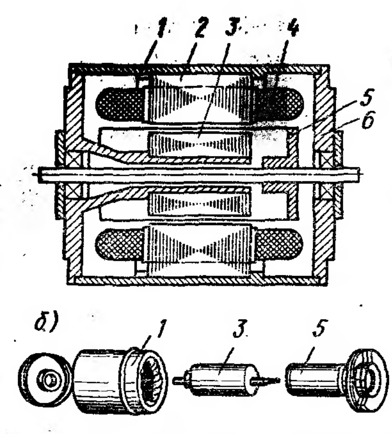


Рис. 5.4. Устройство двигателя с полым немагнитным ротором (*а*) и его основные конструктивные элементы (*б*):

1 – корпус; *2* – внешний статор; *3* – внутренний статор; *4* – обмотка статора; *5* – полый немагнитный ротор; *6* – подшипниковый щит

благодаря чему она образует вместе с пакетом статора монолитную конструкцию.

Значительное распространение имеют исполнительные двигатели с полным немагнитным ротором (рис. 5.4) и внешним статором, на котором расположены две обмотки, сдвинутые в пространстве на угол 90°. Ротор выполнен в виде тонкостенного полого цилиндра из алюминия. Для уменьшения магнитного сопротивления двигателя имеется также внутренний статор, набираемый из листов электротехнической стали, так же как и внешний статор. При прохождении тока по обмоткам статора создается вращающееся магнитное поле и в роторе индуцируется ЭДС, направленная по образующей цилиндра. Под действием этой ЭДС в роторе возникают вихревые токи, которые, взаимодействуя с вращающимся полем, создают электродинамические усилия и вращающий момент.

Характерной особенностью двигателя с полым немагнитным ротором является значительный ток холостого хода, составляющий 85–95% от номинального. Это объясняется тем, что в рассматриваемом двигателе расчетное значение эффективного воздушного зазора $\delta_э$ (с учетом толщины полого ротора) значительно больше, чем в асинхронном двигателе нормального исполнения. Так, например, при толщине стенки немагнитного ротора $\Delta = 0{,}5 \div 1$ мм и зазорах между ротором и статорами $\delta_1 = \delta_2 = 0{,}05 \div 0{,}1$ мм величина $\delta_э = 0{,}6 \div 1{,}2$ мм вместо 0,1–0,2 мм у соответствующего асинхронного исполнительного двигателя с беличьей клеткой и 0,03–0,05 мм у двигателя «сквозной конструкции».

Иногда полый ротор выполняют ферромагнитным (стальным). При этом внутренний статор не требуется и конструкция двигателя сильно упрощается. Однако двигатель с полым ферромагнитным ротором имеет ряд существенных недостатков, основными из которых являются возможность прилипания ротора к статору при неравномерном воздушном зазоре или

износе подшипников и пониженное быстродействие (в 10–20 раз) по сравнению с быстродействием двигателя с немагнитным ротором (из-за увеличения момента инерции и снижения вращающего момента).

§ 5.2. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С АМПЛИТУДНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Идеализированный двигатель. При амплитудном управлении напряжение управления $\dot{U}_у$ изменяется только по величине в соответствии с сигналом управления $\alpha_з$, оставаясь сдвинутым по фазе на 90° относительно напряжения возбуждения $\dot{U}_в$ (см. рис. 5.1,*б*).

Анализ свойств асинхронного двигателя будем производить путем разложения его магнитного поля на два круговых поля – прямой и обратной последовательностей.

При равенстве чисел витков обмоток управления и возбуждения $w_у = w_в$, т. е. при симметричных обмотках двигателя, сдвинутых в пространстве на 90°, прямое и обратное магнитные поля будут создаваться соответствующими симметричными составляющими напряжений.

Представим каждый из векторов напряжений $\dot{U}_у$ и $\dot{U}_в$ в виде суммы векторов прямой и обратной последовательностей (рис. 5.5)

$$\dot{U}_у = \dot{U}_{у.пр} + \dot{U}_{у.обр}, \quad \dot{U}_в = \dot{U}_{в.пр} + \dot{U}_{в.обр}; \tag{5.4}$$

при этом $\dot{U}_{у.пр} = -j\dot{U}_{в.пр}$, $\dot{U}_{у.обр} = j\dot{U}_{в.обр}$.

Систему уравнений (5.4) преобразуем к такому виду

$$\dot{U}_у = -j\dot{U}_{в.пр} + j\dot{U}_{в.обр}; \tag{5.5}$$

$$\dot{U}_в = \dot{U}_{в.пр} + \dot{U}_{в.обр}. \tag{5.6}$$

Умножим левую и правую части (5.5) на j:

$$j\dot{U}_у = \dot{U}_{в.пр} - \dot{U}_{в.обр}. \tag{5.7}$$

Складывая (5.7) и (5.6), получаем (рис. 5.5,*а*) $\dot{U}_{в.пр} = 0{,}5 \times \times (\dot{U}_в + j\dot{U}_у)$.

Вычитая (5.7) из (5.6), получаем (рис. 5.5,*б*) $\dot{U}_{в.обр} = 0{,}5 \times \times (\dot{U}_в - j\dot{U}_у)$.

При амплитудном управлении угол между векторами $\dot{U}_в$ и $\dot{U}_у$ равен $\beta = 0{,}5\pi$ и $\dot{U}_у/\dot{U}_в = \alpha$.

Поэтому

$$U_{в.пр} = U_{у.пр} = 0{,}5U_в(1 + \alpha); \tag{5.8}$$

$$U_{в.обр} = U_{у.обр} = 0{,}5U_в(1 - \alpha). \tag{5.9}$$

При $\alpha = 0$ обратное поле равно прямому, т. е. результирующее поле является пульсирующим. При $\alpha = 1$ обратное

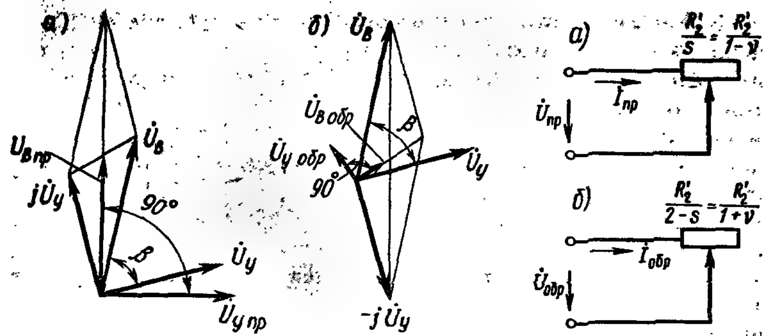


Рис. 5.5. Разложение векторов напряжений, подаваемых на двухфазную обмотку при несимметричном ее питании на систему векторов прямой (*а*) и обратной (*б*) последовательностей

Рис. 5.6. Схемы замещения идеализированного двигателя для токов прямой (*а*) и обратной (*б*) последовательностей

поле равно нулю, т. е. существует только прямое круговое поле. При $1 > \alpha > 0$ – поле эллиптическое.

Если числа витков обмоток не равны между собой, то в формулах (5.8) и (5.9) нужно вместо α подставлять *эффективный коэффициент сигнала* $\alpha_э = k\alpha = w_в\alpha/w_у$ и сопротивления обмоток управления привести к обмотке возбуждения, т. е. принимать $R_в = k^2R_у$; $X_в = k^2X_у$.

Анализ свойств исполнительного двигателя можно существенно облегчить, если расчет вести не по схеме, приведенной на рис. 4.15,*а*, а по *упрощенным схемам замещения* (*рис. 5.6*), *в которых пренебрегают всеми сопротивлениями, кроме активного сопротивления ротора.* Такие упрощенные схемы замещения называют *идеализированными*. Основанием для идеализации служит то обстоятельство, что ротор исполнительных двигателей делают с повышенным активным сопротивлением для устранения самохода и улучшения формы механических характеристик.

Схемы замещения для прямой (рис. 5.6,*а*) и обратной (рис. 5.6,*б*) последовательностей составляют раздельно, так как они отличаются значениями активного сопротивления ротора, которые зависят от скольжения относительно прямого и обратного магнитных полей. Для токов прямой и обратной последовательностей

$$R_2'/s_{пр} = \frac{R_2'}{(n_1 - n_2)/n_1} = \frac{R_2'}{1-\nu};\quad R_2'/s_{обр} = \frac{R_2'}{(n_1 + n_2)/n_1} = \frac{R_2'}{1+\nu}, \tag{5.10}$$

где $\nu = n_2/n_1$ – относительная частота вращения ротора.

В идеализированном исполнительном двигателе зависимости моментов, создаваемых напряжениями прямой и обратной последовательностей, от относительной частоты вращения ν – линейные (рис. 5.7). Поэтому их можно строить по двум точкам. Для момента прямой последовательности удобно в качестве одной взять точку при $\nu = 1$ (режим холостого хода), при которой момент равен нулю (скольжение равно нулю), а вторую точку при $\nu = 0$ (режим пуска), когда ток двигателя определяется только сопротивлением ротора

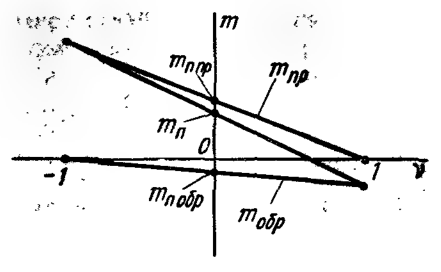


Рис. 5.7. Зависимости $m_{пр}$ и $m_{обр}$ от ν

$$I_{в.пр} = 0{,}5U_в(1 + \alpha_э)/R'_2. \tag{5.11}$$

При $\nu = 0$ электромагнитная мощность, создаваемая токами прямой последовательности (для обеих фаз статора)

$$P_{эм.п} = 2I_в^2 R'_2 = 0{,}5U_в^2(1 + \alpha_э)^2/R'_2, \tag{5.12}$$

а пусковой момент

$$M_{п.пр} = P_{эм.п}/\omega_1 = 0{,}5U_в^2(1 + \alpha_э)^2/\omega_1 R'_2. \tag{5.13}$$

Выразим момент в относительных единицах, приняв за базовую величину значение момента при $\nu = 0$ и $\alpha_э = 1$, т. е. при круговом поле

$$M_к = 2U_в^2/\omega_1 R'_2. \tag{5.14}$$

При этом в относительных единицах получим

$$m_{п.пр} = M_{п.пр}/M_к = 0{,}25(1 + \alpha_э)^2. \tag{5.15}$$

Для момента обратной последовательности одну из точек целесообразно взять при $\nu = 0$, а другую при $\nu = -1$. Для точки, соответствующей $\nu = 0$, на основании тех же преобразований получим значение пускового момента, создаваемого токами обратной последовательности в относительных единицах:

$$m_{п.обр} = -0{,}25(1 - \alpha_э)^2. \tag{5.16}$$

При $\nu = -1$ момент обратной последовательности равен

пую. Соединив прямой две точки, получим в относительных единицах результирующий момент:

при $\nu = -1$

$$m = 2m_{\text{п.пр}} = 0{,}5\,(1 + \alpha_э)^2;$$

при $\nu = 1$

$$m = 2m_{\text{п.обр}} = -0{,}5\,(1 - \alpha_э)^2.$$

Принимая зависимость $m = f(\nu)$ в виде $m = a - b\nu$, определяем коэффициенты a и b из условий:

при $\nu = 0$

$$a = m = m_{\text{п.пр}} - m_{\text{п.обр}} = 0{,}25\,(1 + \alpha_э)^2 - 0{,}25\,(1 - \alpha_э)^2 = \alpha_э;$$

при $\nu = 1$ $m = a - b = 2m_{\text{п.обр}}$, откуда

$$b = a - 2m_{\text{п.обр}} = \alpha_э + 2 \cdot 0{,}25\,(1 - \alpha_э)^2 = 0{,}5\,(1 + \alpha_э^2).$$

Следовательно, искомая зависимость имеет вид

$$m = \alpha_э - 0{,}5\,(1 + \alpha_э^2)\,\nu. \qquad (5.17)$$

По формуле (5.17) можно построить механические характеристики исполнительного двигателя в относительных единицах: $m = f(\nu)$ (рис. 5.8, *а*), т. е. общие для всех двигателей при амплитудном управлении (при идеализированных условиях) независимо от их индивидуальных свойств, абсолютного значения момента, частоты вращения и т. п. *При неизменном коэффициенте сигнала зависимость* $m = f(\nu)$ *является линейной.* Относительный момент при трогании численно равен эффективному коэффициенту сигнала $\alpha_э$. *С изменением* $\alpha_э$ *изменяется и наклон механической характеристики*, что является недостатком рассматриваемого способа регулирования.

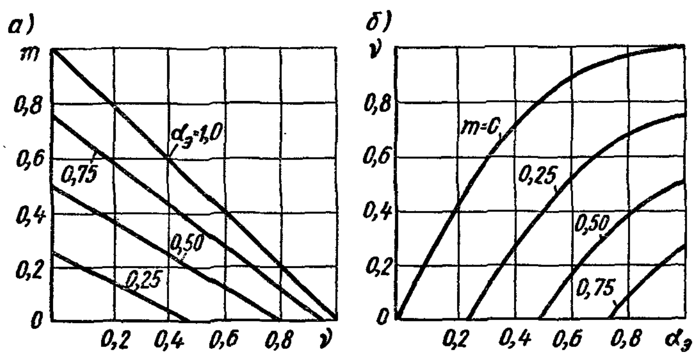


Рис. 5.8. Механические и регулировочные характеристики идеализированного двигателя с амплитудным управлением

Частоту вращения при холостом ходе ν_0 можно получить из условия $m = 0$, т. е.

$$\alpha_э - 0{,}5\nu_0(1 + \alpha_э^2) = 0, \tag{5.18}$$

откуда

$$\boxed{\nu_0 = 2\alpha_э/(1 + \alpha_э^2).} \tag{5.19}$$

Снижение частоты вращения в режиме холостого хода при меньших значениях $\alpha_э$ объясняется тормозящим действием обратного поля.

Регулировочные характеристики (рис. 5.8, *б*) показывают, как изменяется частота вращения исполнительного двигателя при изменении коэффициента сигнала, если момент (нагрузка) на валу двигателя остается постоянным. Уравнение регулировочной характеристики получим, решая (6.17) относительно ν:

$$\boxed{\nu = 2(\alpha_э - m)/(1 + \alpha_э^2).} \tag{5.20}$$

Начальные точки кривых $\nu = f(\alpha_э)$ (рис. 5.8, *б*), лежащие на оси абсцисс, характеризуют чувствительность двигателя. Минимальное напряжение, при котором ротор начинает вращаться, преодолевая заданный тормозной момент, называют *напряжением трогания*. Из рисунка видно, что *даже в идеализированном двигателе регулировочные характеристики являются нелинейными*, что вызывает существенные затруднения при проектировании автоматического устройства и требуют применения ряда дополнительных элементов.

Реальный двигатель. Характеристики реального двигателя должны определяться по полной схеме замещения, позволяющей учитывать влияния намагничивающего тока, падения напряжения в обмотках статора и индуктивном сопротивлении ротора. Не касаясь конкретных особенностей машины, рассмотрим основные отличия характеристик реального исполнительного двигателя от характеристик идеализированного.

Механические характеристики $m = f(\nu)$ для реального двигателя с амплитудным управлением изображены сплошными линиями на рис. 5.9, *а*; там же штриховыми линиями показаны характеристики идеализированного двигателя. Сравнивая указанные характеристики, можно отметить следующее:

а) *в реальном двигателе при холостом ходе и* $\alpha_э < 1$ *относительная частота вращения больше, чем в идеализированном.* Это объясняется тем, что с повышением относительной частоты вращения ротора ν влияние его индуктивного сопротивления X_2 на ток прямой последовательности уменьшается, а на ток обратной последовательности увеличивается, так как $R_2/(1 - \nu) > R_2/(1 + \nu)$. Поэтому в реальном двигателе поток

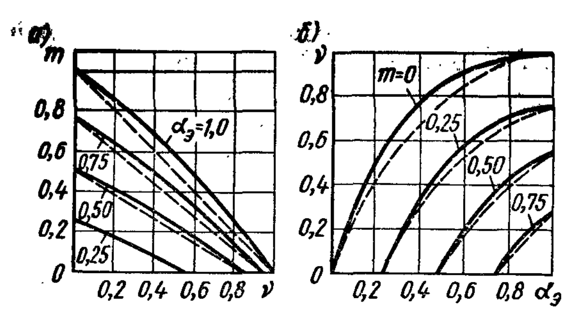


Рис. 5.9. Механические и регулировочные характеристики реального двигателя с амплитудным управлением

обратной последовательности меньше, чем в идеализированном. В результате уменьшается и тормозящий момент, образуемый этим потоком, что приводит к некоторому увеличению частоты вращения;

б) *реальные механические характеристики нелинейны*, что также обусловливается в основном влиянием индуктивного сопротивления X_2 двигателя, нарушающего линейную зависимость тока ротора от относительной частоты вращения.

Регулировочные характеристики $\nu = f(\alpha_э)$ для реального двигателя (рис. 5.9, *б*) проще строить по имеющимся механическим характеристикам $\nu = f(m)$. Поскольку механические характеристики реального двигателя проходят выше характеристик идеализированного двигателя, то и *регулировочные характеристики проходят выше характеристик идеализированного двигателя* (см. штриховые линии). Иными словами, при заданном относительном моменте требуемая частота вращения в реальном двигателе достигается при меньшем значении $\alpha_э$.

Для повышения точности работы автоматического устройства необходимо обеспечить линейность механических и регулировочных характеристик. Однако это требование в асинхронном исполнительном двигателе можно выполнить только приближенно. Некоторого повышения линейности механических характеристик можно достигнуть за счет увеличения активного сопротивления ротора, что, однако, ухудшает использование двигателя и уменьшает абсолютную величину вращающего момента.

Мощности управления и возбуждения у реального двигателя практически не зависят от режима его работы. Поскольку в двигателе с полым немагнитным ротором ток холостого хода достигает 85 – 95 % от номинального, то ток возбуждения и мощность возбуждения $S_в$ остаются примерно постоянными

при всех значениях $\alpha_э$ и ν. Мощность управления $S_у$ (рис. 5.10, *а*) также не зависит от частоты вращения ν, но сильно изменяется с изменением коэффициента сигнала $\alpha_э$. Это объясняется тем, что при практически неизменном сопротивлении обмотки управления мощность пропорциональна квадрату подводимого напряжения.

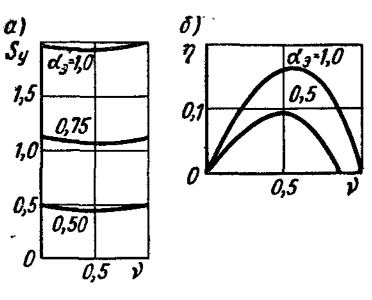


Рис. 5.10. Зависимость мощности управления и КПД реального двигателя с амплитудным управлением от ν

КПД исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором невелик: $\eta = 10 \div 20\%$ при $\alpha_э = 1$ и $\nu \approx 0{,}5\nu_0$. Примерная зависимость его от относительной частоты вращения показана на рис. 5.10, *б*. Низкое значение КПД объясняется большими потерями в роторе (из-за увеличенного сопротивления) и статоре (вследствие значительного тока холостого хода). *При уменьшении коэффициента сигнала КПД снижается*, так как резко падает полезная мощность, а потери в статоре и роторе уменьшаются сравнительно мало. Таким образом, в асинхронных исполнительных двигателях стремление к улучшению линейности механических характеристик, повышению точности регулирования, а также к увеличению быстродействия приводит к существенному снижению КПД двигателя и ухудшению его использования, т. е. к увеличению габаритных размеров.

Коэффициент мощности $\cos\varphi$ исполнительного двигателя с полым ротором имеет максимум при пуске: $\cos\varphi_{max} = 0{,}5 \div 0{,}6$. С возрастанием частоты вращения $\cos\varphi$ уменьшается.

§ 5.3. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Идеализированный двигатель. При фазовом управлении действующее значение напряжения управления остается постоянным по величине, но изменяется по фазе, поэтому векторы напряжений управления $\dot U_у$ и возбуждения $\dot U_в$ образуют угол β (см. рис. 5.1, *в*).

Рассмотрим работу двигателя с фазовым управлением при упрощающем предположении: $k = 1$. При этом $\alpha_э = \alpha = \sin\beta$. Так как в данном случае $U_у = U_в = U$, то из векторной диаграммы (рис. 5.11) имеем $\dot U_{у.пр} = 0{,}5(\dot U_у - j\dot U_в)$ и модули напряжений прямой и обратной последовательностей

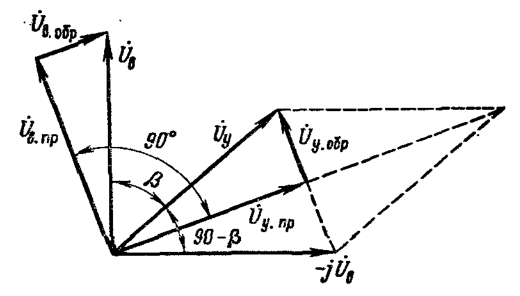


Рис. 5.11. Векторная диаграмма напряжений $U_у$ и $U_в$

$$U_{у.пр} = U_{в.пр} = U_{пр} = U \cos[(90^\circ - \beta)/2] = U\sqrt{0{,}5(1 + \sin\beta)}; \quad (5.21)$$

$$U_{у.обр} = U_{в.обр} = U_{обр} = U \sin[(90^\circ - \beta)/2] = U\sqrt{0{,}5(1 - \sin\beta)}. \quad (5.22)$$

Если пренебречь всеми сопротивлениями, кроме активного сопротивления ротора (идеализированный двигатель (см. рис. 5.6), то выражения для токов прямой и обратной последовательностей принимают такой вид:

$$I_{пр} = \frac{U}{R'_2}\sqrt{0{,}5(1 + \sin\beta)}(1 - \nu); \; I_{обр} = \frac{U}{R'_2}\sqrt{0{,}5(1 - \sin\beta)}(1 + \nu). \quad (5.23)$$

При этом электромагнитная мощность двигателя

$$P_{эм} = P_{эм.пр} - P_{эм.обр} = 2I^2_{пр}\frac{R'_2}{1-\nu} - 2I^2_{обр}\frac{R'_2}{1+\nu} = \frac{2U^2}{R'_2}(\sin\beta - \nu),$$

а электромагнитный момент

$$M = P_{эм}/\omega_1 = [2U^2/(\omega_1 R'_2)](\sin\beta - \nu). \quad (5.24)$$

Принимая за базовую величину момент при круговом вращающемся поле ($\sin\beta = 1$) и неподвижном роторе $M_к = 2U^2/(\omega_1 R'_2)$, находим относительные значения момента и частоты вращения:

$$\boxed{m = M/M_к = \sin\beta - \nu;} \quad (5.25)$$

$$\boxed{\nu = \sin\beta - m.} \quad (5.26)$$

Механические характеристики (рис. 5.12, *а*, сплошные линии) *являются линейными и параллельными. Наклон их при малых коэффициентах сигнала больший, чем при амплитудном управлении* (см. штриховые линии). Это объясняется тем, что при

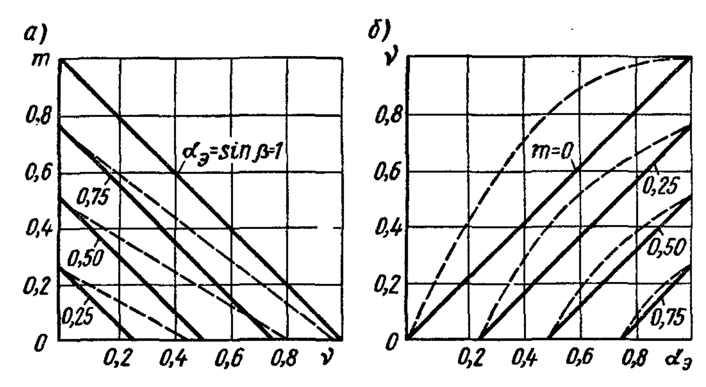


Рис. 5.12. Механические и регулировочные характеристики идеализированного двигателя при фазовом управлении

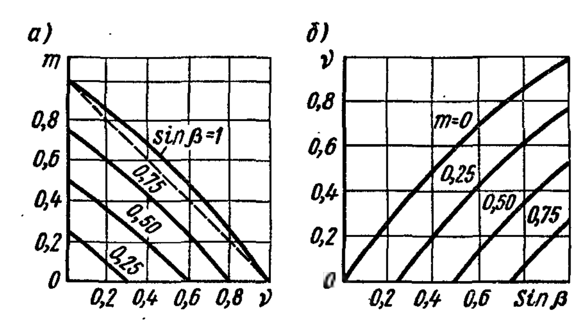


Рис. 5.13. Механические и регулировочные характеристики реального двигателя при фазовом управлении

одном и том же коэффициенте сигнала $\alpha_э = \sin\beta < 1$ ток обратной последовательности в двигателе с фазовым управлением больше, чем в двигателе с амплитудным управлением, вследствие чего при фазовом управлении меньше и относительная частота вращения холостого хода.

Линейность характеристик является существенным преимуществом фазового управления. Особенно ярко оно проявляется при сравнении регулировочных характеристик, которые при фазовом управлении линейны (рис. 5.12, *б*, сплошные линии), а при амплитудном нелинейны (штриховые линии).

Реальный двигатель. Механические и регулировочные характеристики реального двигателя при фазовом управлении (рис. 5.13, *а* и *б*) отличны от характеристик идеализированного двигателя. Они нелинейны, и относительная частота вращения при холостом ходе и $\alpha_э = \sin\beta < 1$ больше, чем у идеализиро-

ванного двигателя. Эти особенности характеристик реального двигателя обусловлены влиянием индуктивных сопротивлений ротора и статора. Однако нелинейность механических и регулировочных характеристик двигателя при фазовом управлении меньше, чем при амплитудном.

Несмотря на указанные преимущества, фазовое управление применяют сравнительно редко из-за большой мощности управления при малых коэффициентах сигнала. Действительно, при неподвижном роторе полная мощность обмотки управления $S_у = U_у I_у = U_у^2/Z_у = \text{const}$, т. е. не зависит от коэффициента сигнала, так как амплитудное значение напряжения управления остается неизменным. Другим недостатком фазового управления является сравнительная сложность изменения фазы управляющего сигнала.

§ 5.4. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ (КОНДЕНСАТОРНАЯ СХЕМА)

При включении емкости в цепь обмотки возбуждения исполнительного двигателя (рис. 5.14, *а*) напряжение управления $U_у$ имеет ту же фазу, что и напряжение сети U_1, т. е. $\dot{U}_у = \alpha\dot{U}_1$, а напряжение возбуждения сдвинуто по фазе относительно U_1 на некоторый угол, который определяется падением напряжения на емкости $\dot{U}_C = -j\dot{I}_в X_C$. При этом

$$\dot{U}_в = \dot{U}_1 - \dot{U}_C. \tag{5.27}$$

Так как при изменении напряжения управления или частоты вращения двигателя изменяется сила тока $\dot{I}_в$, то по величине и фазе изменяется также и напряжение $\dot{U}_в$.

Если подобрать коэффициент сигнала $\alpha = \alpha_к$ и емкость C так, чтобы поле было круговым, то векторная диаграмма

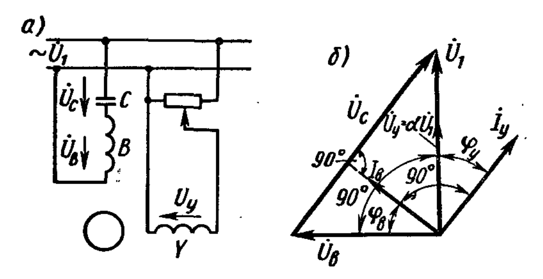


Рис. 5.14. Схема исполнительного двигателя при амплитудно-фазовом управлении и его векторная диаграмма при круговом вращающемся поле

напряжений будет иметь вид, показанный на рис. 5.14, *б*. В этом случае существуют поле и токи только прямой последовательности.

Обычно величины емкости C и коэффициента сигнала $\alpha_к$ выбирают такими, чтобы вращающееся поле получилось круговым при неподвижном роторе.

В реальном исполнительном двигателе с амплитудно-фазовым управлением при изменении напряжения управления $\dot{U}_у$ ток возбуждения $\dot{I}_в$ и напряжение $\dot{U}_в$ изменяются незначительно из-за большого значения намагничивающего тока. Поэтому характеристики двигателя при данном способе управления сходны с характеристиками при амплитудном управлении. Некоторое увеличение нелинейности характеристик компенсируется простотой способа управления.

На рис. 5.15, *а* показаны механические характеристики реального двигателя при амплитудно-фазовом управлении. При $\alpha = \alpha_к$ относительная частота вращения $\nu_0 < 1$. Это объясняется тем, что круговое вращающееся поле имеется только при $\nu_0 = 0$. При вращении ротора сопротивление его изменяется, а следовательно, несколько изменяются ток $\dot{I}_в$ и напряжение $\dot{U}_в$ на обмотке возбуждения. Таким образом, даже при $\alpha = \alpha_к$ появляется обратное вращающееся поле, которое снижает частоту вращения холостого хода ν_0 по сравнению с частотой вращения идеализированного двигателя с амплитудным управлением. При холостом ходе и $\alpha < \alpha_к$ частота вращения по мере уменьшения $\alpha_к$ становится сначала близкой, а затем даже большей соответствующих значений для идеализированного двигателя с амплитудным управлением. Это объясняется тем, что действие токов обратной последовательности в реальном двигателе уменьшается по сравнению с идеализированным из-за наличия индуктивного сопротивления обмотки ротора.

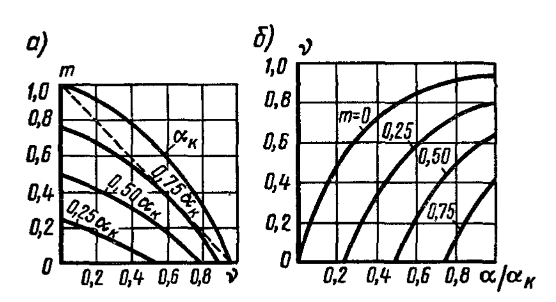


Рис. 5.15. Механические и регулировочные характеристики реального двигателя с амплитудно-фазовым управлением

Вследствие увеличения амплитуды обратного *поля с повышением частоты вращения нелинейность механических характеристик двигателя при амплитудно-фазовом управлении больше, чем при других методах управления.*

Общий вид регулировочных характеристик двигателя остается примерно таким же, как и при амплитудном управлении (рис. 5.15, *б*), но линейность их несколько снижается. В двигателе с полым немагнитным ротором основной составляющей тока статора является ток холостого хода, поэтому ток статора с изменением режима работы изменяется мало. Мало изменяется и мощность возбуждения, увеличиваясь на 10–20% при переходе от режима короткого замыкания к холостому ходу. *Мощность управления при амплитудно-фазовом управлении, как и при амплитудном управлении, пропорциональна квадрату коэффициента сигнала и сравнительно мало зависит от частоты вращения.* Остальные характеристики (механическая мощность, КПД и др.) при амплитудно-фазовом управлении мало отличаются от характеристик двигателя при амплитудном управлении (см. рис. 5.10).

Достоинствами амплитудно-фазового управления являются сравнительная простота схемы и возможность получения значительных пусковых моментов; недостатком можно считать некоторое снижение линейности характеристик.

§ 5.5. БЫСТРОДЕЙСТВИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ИХ СРАВНЕНИЕ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СПОСОБАХ УПРАВЛЕНИЯ

Одним из основных требований, предъявляемых к исполнительному двигателю, является его быстродействие. Время разгона исполнительного двигателя определяется главным образом электромеханическими процессами, так как из-за значительного активного сопротивления ротора электромагнитные переходные процессы, происходящие в двигателях очень быстротечны. Обычно быстродействие двигателя характеризует его электромеханическая постоянная времени $T_м$, которая примерно на порядок выше электромагнитной постоянной времени $T_{эм} = L/R$, обусловленной индуктивностью двигателя. Значение $T_м$ определяется из условий разгона ротора двигателя при статическом моменте на валу $M_{ст} = 0$. При этом основное уравнение динамики

$$M = M_{ст} + J\,d\omega/dt \qquad (5.28)$$

принимает вид

$$M = Jd\omega/dt, \quad (5.29)$$

где J – момент инерции вращающихся масс.

Для идеализированного двигателя при линейной механической характеристике (см. рис. 5.8, *а*)

$$\boxed{M = M_{п}(1 - \omega/\omega_0),} \quad (5.30)$$

где $M_{п}$ – пусковой момент; ω_0 – угловая скорость холостого хода.

Следовательно, с учетом (5.30) уравнение (5.29) можно представить в виде

$$M_{п}(1 - \omega/\omega_0) = Jd\omega/dt \quad (5.31)$$

или

$$d\omega/(\omega_0 - \omega) = M_{п}dt/(J\omega_0) = (1/T_{м})\,dt, \quad (5.32)$$

где

$$\boxed{T_{м} = J\omega_0/M_{п}.} \quad (5.33)$$

Решая (5.32), получаем уравнение

$$\omega = \omega_0(1 - e^{-t/T_{м}}), \quad (5.34)$$

по которому можно построить кривую разгона двигателя (рис. 5.16). Из нее видно, что угловая скорость вращения ω стремится асимптотически к установившемуся значению ω_0; при $t = T_{м}$ угловая скорость $\omega = \omega_0(1 - e^{-1}) = 0{,}633\omega_0$. Следовательно, постоянную $T_{м}$ можно рассматривать как время разгона двигателя до угловой скорости, соответствующей $0{,}633\omega_0$.

В двигателе с амплитудным управлением $\omega_0 = \nu_0\omega_1 = 2\alpha_э\omega_1/(1 + \alpha_э^2)$, где ω_1 – синхронная угловая скорость, соответствующая круговому вращающемуся полю и пусковому моменту $M_{п} = \alpha_э M_{к}$. Поэтому

$$\boxed{T_{м} = 2\omega_1 J/[M_{к}(1 + \alpha_э^2)].} \quad (5.35)$$

Из формулы (5.35) следует, что *при амплитудном управлении постоянная времени $T_{м}$ увеличивается с уменьшением эффективного коэффициента сигнала* $\alpha_э$, так как снижается пусковой момент.

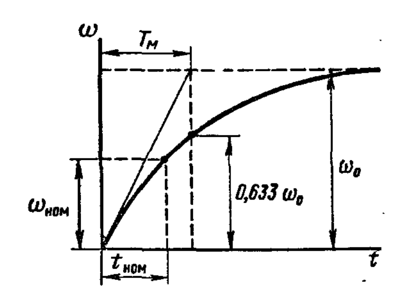


Рис. 5.16. Кривая разгона исполнительного двигателя

При фазовом управлении $\omega_0 = \alpha_э\omega_1$ и $M_{п} = \alpha_э M_{к}$, поэтому

$$T_м = J\omega_1/M_к. \tag{5.36}$$

Следовательно, *при фазовом управлении постоянная времени $T_м$ не зависит от коэффициента сигнала $\alpha_э$*. Это объясняется тем, что при фазовом управлении механические характеристики параллельны – при уменьшении коэффициента сигнала прямо пропорционально снижаются момент при пуске и угловая скорость при холостом ходе. В результате время разгона не изменяется.

При амплитудном управлении уменьшение коэффициента сигнала $\alpha_э$ приводит к такому же уменьшению момента, но угловая скорость вращения при холостом ходе снижается в меньшей степени. Так, например, при $\alpha_э = 0{,}5$ пусковой момент в два раза меньше, чем при $\alpha_э = 1$, а угловая скорость при холостом ходе составляет 0,8 от ее значения при $\alpha_э = 1$. Поэтому время разгона двигателя с уменьшением коэффициента сигнала возрастает.

При определении электромеханической постоянной времени реального двигателя следовало бы исходить из точного уравнения механической характеристики, которая является нелинейной. Однако такой расчет был бы весьма трудоемким, поэтому практически его ведут по (5.35) и (5.36) исходя из спрямленной характеристики. Из (5.35) и (5.36) следует, что постоянная времени $T_м$ зависит от отношения $J/M_к$ и угловой скорости $\omega_1 = 2\pi f_1/p$. Поэтому $T_м$ возрастает с увеличением момента инерции ротора J и частоты f_1 питающей сети и уменьшается при увеличении числа полюсов p. Двигатели, рассчитанные на работу при повышенной частоте тока, несмотря на то, что их обычно выполняют многополюсными, имеют бóльшую постоянную времени, чем машины, рассчитанные на работу при частоте питающей сети 50 Гц.

В табл. 5.1 приведены ориентировочные значения постоянной времени $T_м$ при круговом поле для исполнительных двигателей различной конструкции мощностью 15–30 Вт. Из таблицы следует, что наибольшим быстродействием обладает двигатель с полым немагнитным ротором. Постоянная времени $T_м$ двигателя с ротором в виде беличьей клетки также невелика, несмотря на существенное увеличение момента инерции, так как этот двигатель имеет больший вращающий момент на единицу массы, чем двигатель с полым немагнитным ротором (особенно это относится к двигателю сквозной конструкции). В двигателе с полым стальным ротором постоянная времени $T_м$ значительно увеличивается как из-за сравнительно большого момента инерции ротора, так и из-за малого вращающего момента. При мощности от долей ватта

Таблица 5.1

Тип исполнительного двигателя	Постоянная времени $T_м$ (с) при частоте питающей сети, Гц	
	50	400
С полым немагнитным ротором	0,005–0,1	0,02–0,15
С ротором типа беличьей клетки:		
обычной конструкции . .	0,2–1,0	0,3–1,5
сквозной конструкции . .	–	0,007–0,06
С полым стальным ротором	*1,0–2,0*	*1,5–3,0*

до 10 Вт наибольшим быстродействием и лучшими энергетическими показателями обладает двигатель с ротором типа «беличья клетка».

Иногда быстродействие исполнительного двигателя характеризуют временем разгона $t_{ном}$ до номинальной угловой скорости $\omega_{ном}$ (см. рис. 5.16). *Номинальным режимом исполнительного двигателя* обычно считают режим, соответствующий максимальной механической мощности, которая для идеализированного двигателя наблюдается при $\omega_{ном} = 0{,}5\omega_0$. Поэтому, положив в (5.34) $\omega = 0{,}5\omega_0$ и $t = t_{ном}$, получим

$$t_{ном} = T_м \ln 2 = 0{,}693 T_м. \tag{5.37}$$

Из анализа характеристик асинхронных исполнительных двигателей при различных способах управления можно сделать следующие выводы:

а) *линейность механических и регулировочных характеристик выше всего при фазовом управлении.* Амплитудно-фазовое управление дает наибольшее отклонение от прямой линии;

б) *мощность управления при амплитудном и амплитудно-фазовом управлении практически одинакова и пропорциональна квадрату коэффициента сигнала. При фазовом управлении коэффициент сигнала практически не влияет на мощность управления*, т. е. при малых коэффициентах сигнала мощность управления больше, чем при других методах управления;

в) *степень использования* (электромагнитная мощность при круговом поле и неподвижном роторе) для всех трех способов управления одинакова, если одинаково напряжение возбуждения;

г) *амплитудно-фазовое управление* (конденсаторная схема) *осуществляется наиболее просто*, так как оно не требует специальных устройств для сдвига фаз между напряжениями

управления и возбуждения. Это обстоятельство объясняет широкое применение этого вида управления в системах автоматики.

§ 5.6. АСИНХРОННЫЙ ТАХОГЕНЕРАТОР

Назначение. Тахогенераторы применяют в автоматических устройствах для преобразования механического вращения в электрический сигнал. В идеальном случае тахогенератор должен давать на выходе напряжение, пропорциональное частоте вращения:

$$U = kn \text{ или } U = kd\theta/dt, \tag{5.38}$$

где n – частота вращения, об/мин; θ – угол, на который перемещается вал механизма, связанного с тахогенератором. Эту зависимость, являющуюся основной, называют *выходной характеристикой тахогенератора.*

Тахогенераторы предназначены для следующих целей: измерения частоты вращения; выработки ускоряющих и замедляющих сигналов; выполнения операции дифференцирования и интегрирования в схемах счетно-решающих устройств. Требования, предъявляемые к точности тахогенератора, различны в зависимости от условий работы. При измерении частоты вращения требуется сравнительно невысокая точность; обычно допустима погрешность 1–2,5 %. Наибольшую точность должны иметь тахогенераторы, работающие в качестве дифференцирующих и интегрирующих звеньев в вычислительных устройствах. При этом ошибка в линейности выходной характеристики не должна превышать 0,05–0,1 % по амплитуде и 0,1 % по фазе.

Принцип действия. Конструкция асинхронного тахогенератора аналогична конструкции асинхронного исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором. На статоре в пазах уложены две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90°. Одна из обмоток *В* (возбуждения) постоянно включена в сеть, другая обмотка *Г* (генераторная) присоединена к нагрузке $Z_н$ (рис. 5.17), т. е. является выходной.

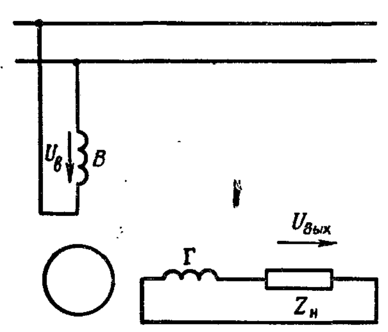


Рис. 5.17. Схема асинхронного тахогенератора

По обмотке *В* проходит переменный ток, в результате чего создается магнитный поток Φ_d, пульсирующий с частотой сети

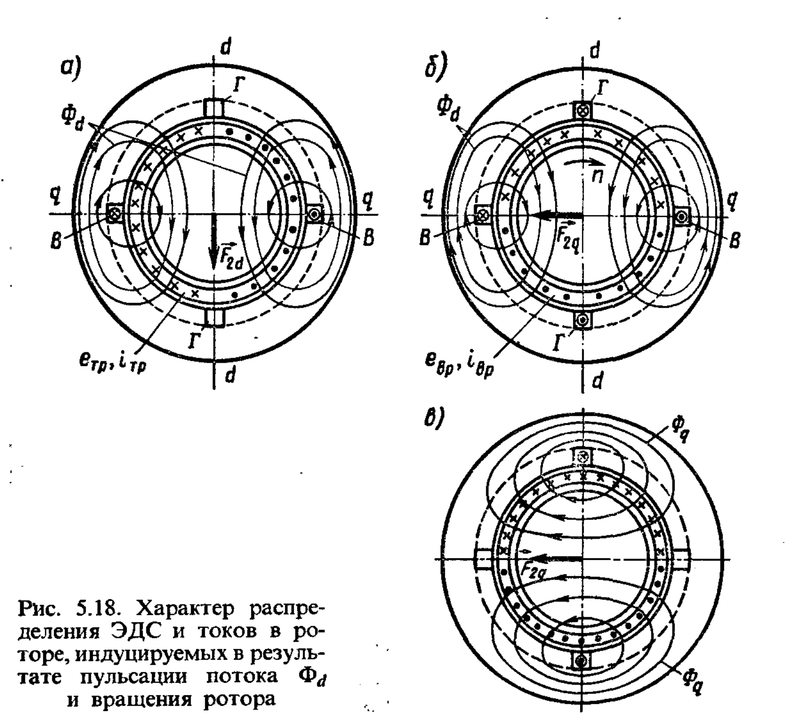


Рис. 5.18. Характер распределения ЭДС и токов в роторе, индуцируемых в результате пульсации потока Φ_d и вращения ротора

f_1. Этот поток распределен в пространстве практически синусоидально и его ось совпадает с осью обмотки возбуждения (рис. 5.18, *а*), называемой *продольной осью d-d*. Соответственно поток, создаваемый обмоткой возбуждения, называют продольным. Ось *q-q*, перпендикулярную оси обмотки возбуждения, называют *поперечной*. Рассмотрим, какие ЭДС и токи возникают при взаимодействии потока Φ_d с ротором и обмотками статора при неподвижном и вращающемся роторе.

При неподвижном роторе магнитный поток Φ_d пронизывает обмотку возбуждения *В*, индуцируя в ней ЭДС

$$E_{\text{в}} = 4{,}44 f_1 w_{\text{в}} k_{\text{об.в}} \Phi_{dm}, \tag{5.39}$$

где $w_{\text{в}}$ и $k_{\text{об.в}}$ – число витков и обмоточный коэффициент обмотки возбуждения.

Пренебрегая активным сопротивлением обмотки возбуждения и индуктивным сопротивлением, обусловленным потоком рассеяния, для обмотки возбуждения имеем уравнение $\dot{U}_{\text{в}} + \dot{E}_{\text{в}} = 0$.

В идеальном случае в обмотке *Г* продольный поток Φ_d не индуцирует ЭДС, так как обмотка *Г* сдвинута относительно

обмотки B на 90°. Следовательно, равно нулю и напряжение на нагрузке. Однако практически точной магнитной симметрии осей указанных обмоток достигнуть невозможно, поэтому часть потока Φ_d оказывается трансформаторно связанной с обмоткой Γ и индуцирует в ней некоторую ЭДС, называемую *остаточной.*

Полый ротор можно представить совокупностью ряда «элементарных проводников». В каждом таком проводнике пульсирующий поток индуцирует ЭДС $e_{тр}$, называемую *трансформаторной.* Так как активное сопротивление полого ротора во много раз больше индуктивного, то ЭДС $e_{тр}$ и вызываемый ею в роторе ток $i_{тр}$ практически совпадают по фазе. При этом условии создаваемая током $i_{тр}$ МДС ротора F_{2d} действует по продольной оси машины, как при неподвижном, так и при вращающемся роторе. На рис. 5.18,*а* показано направление ЭДС $e_{тр}$, тока $i_{тр}$ и МДС F_{2d} в момент времени, когда поток Φ_d уменьшается. Поскольку для обмотки возбуждения справедливо условие $\dot{U}_в + \dot{E}_в = 0$, то при возникновении продольной МДС ротора F_{2d} в обмотке возбуждения появляется компенсирующий ток (аналогично тому, как в трансформаторе), МДС $F_{вd}$ которого компенсирует действие МДС F_{2d}.

При вращении ротора каким-либо посторонним механизмом в его элементарных проводниках кроме трансформаторной ЭДС $e_{тр}$ индуцируется еще и ЭДС вращения $e_{вр} = B_x l_2 v_2$, где B_x – индукция в рассматриваемой точке воздушного зазора в данное мгновение; l_2 – длина ротора в магнитном поле; v_2 – окружная скорость ротора.

Поскольку поток Φ_d пульсирует во времени с частотой сети f_1, то и индуцируемые им ЭДС $e_{вр}$ также пульсируют с этой же частотой. При синусоидальном распределении индукции B_x вдоль окружности ротора максимальное значение ЭДС $e_{вр}$ в любой момент времени достигается в элементарном проводнике, расположенном по продольной оси машины.

На рис. 5.18,*б* показано мгновенное направление ЭДС вращения $e_{вр}$ и создаваемого ею тока $i_{вр}$ в элементарных проводниках полого ротора. При любой частоте вращения направление этой ЭДС в элементах ротора, расположенных по обе стороны от поперечной оси, противоположное. Если пренебречь индуктивным сопротивлением полого ротора, то направление тока $i_{вр}$ в каждом элементе будет совпадать с направлением ЭДС $e_{вр}$. При этом условии токи ротора $i_{вр}$ создают МДС F_{2q} и пульсирующий магнитный поток Φ_q, которые направлены по поперечной оси q-q (рис. 5.18,*в*). Поток Φ_q не сцеплен непосредственно с обмоткой возбуждения; в выходной обмотке он индуцирует ЭДС

$$E_г = 4{,}44 f_1 w_г k_{об.г} \Phi_{qm}, \qquad (5.40)$$

где $w_г$ и $k_{об.г}$ – число витков и обмоточный коэффициент выходной обмотки.

Очевидно, что частота ЭДС в выходной обмотке не зависит от частоты вращения ротора и при любых условиях равна частоте изменения ЭДС $e_{вр}$, в роторе, т. е. частоте сети f_1, питающей обмотку возбуждения. *Неизменность частоты выходного напряжения является важным свойством асинхронного тахогенератора.*

Рассмотрим, как связана величина ЭДС $E_г$ в выходной обмотке с частотой вращения ротора. Согласно (5.40) она пропорциональна поперечному потоку $\Phi_{qm} = F_{2q}/R_{мq}$, где F_{2q} – максимальное значение МДС ротора по поперечной оси; $R_{мq}$ – магнитное сопротивление машины поперечной оси.

В асинхронной машине с полым немагнитным ротором эффективный воздушный зазор очень велик, а поэтому магнитное сопротивление $R_{мq}$ является величиной практически неизменной (магнитное сопротивление стальных участков пренебрежимо мало). Следовательно, магнитный поток по поперечной оси практически пропорционален МДС F_{2q}, которая, в свою очередь, пропорциональна току $i_{вр}$ и ЭДС вращения $e_{вр}$ ротора. Однако ЭДС вращения прямо пропорциональна потоку Φ_d и частоте вращения ротора n, поэтому при отсутствии насыщения магнитной системы

$$U_{вых} \approx E_г = c_1 f_1 \Phi_{qm} = c_2 f_1 F_{2q} = c_3 f_1 \Phi_{dm} n = c_4 n, \qquad (5.41)$$

где $c_1 - c_4$ – постоянные.

Таким образом, в идеализированном тахогенераторе (при принятых допущениях) ЭДС в выходной обмотке прямо пропорциональна частоте вращения ротора. Иными словами, его выходная характеристика $U_{вых} = f(\nu)$ является линейной (рис.

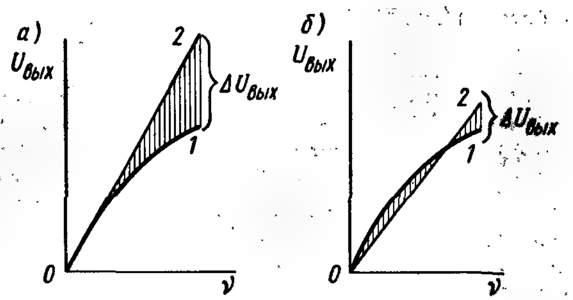


Рис. 5.19. Выходные характеристики некалиброванного (*а*) и калиброванного (*б*) асинхронного тахогенератора

5.19, *а*, кривая *2*). В реальных условиях работы тахогенератора указанная характеристика отклоняется от линейной зависимости (кривая *1*), т. е. появляется амплитудная погрешность $\Delta U_{вых}$.

Причины погрешностей. Основным показателем качества работы тахогенератора является линейность выходной характеристики. Причинами, вызывающими погрешности тахогенератора, т. е. отклонение выходной характеристики от линейной зависимости, являются:

а) технологические неточности при изготовлении;

б) электромагнитная реакция ротора, изменяющая значения потоков Φ_d и Φ_q при изменении режима работы тахогенератора (частоты вращения и нагрузки).

в) изменение некоторых параметров при изменении частоты вращения (например, сопротивления полого ротора);

г) изменение сопротивления обмоток и магнитного сопротивления по различным осям под влиянием температуры, насыщения и др.

Из-за технологических неточностей при изготовлении тахогенераторов [отклонений обмоток статора *В* и *Г* от взаимно перпендикулярного положения, допусков в величине воздушного зазора и толщине полого ротора (рис. 5.18)] в выходной обмотке при частоте вращения ротора, равной нулю, индуцируется некоторая остаточная ЭДС $E_{ост}$, называемая *нулевым сигналом*. Примерный характер ее изменения в зависимости от угла поворота ротора θ показан на рис. 5.20. Нулевой сигнал, обусловленный неточным взаимным расположением обмоток *В* и *Г*, можно уменьшить, если обмотку возбуждения расположить на внешнем статоре, а выходную обмотку – на внутреннем (рис. 5.21, *а*). Это дает возможность настроить тахогенератор на минимальный нулевой сигнал путем поворота внутреннего статора и установки его в такое положение, при котором остаточная ЭДС в выходной обмотке минимальна.

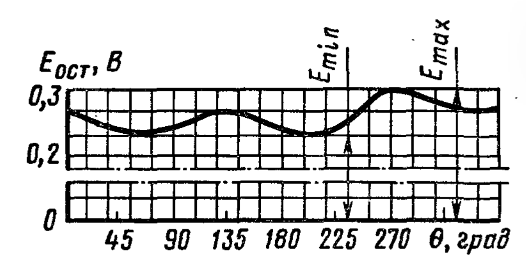


Рис. 5.20. Зависимость нулевого сигнала от угла поворота ротора

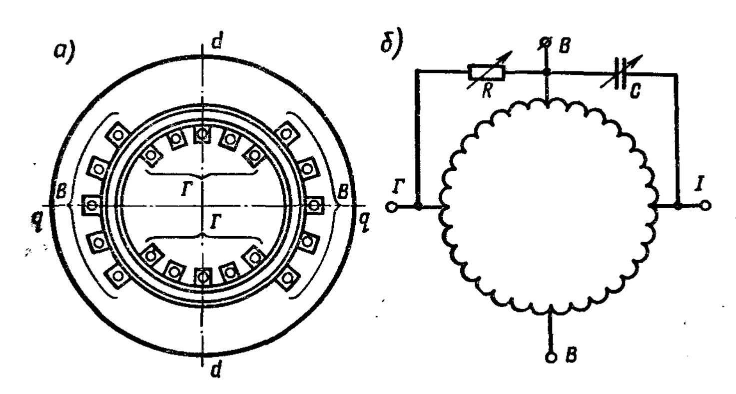


Рис. 5.21. Схемы для способов уменьшения нулевого сигнала

Другим способом уменьшения нулевого сигнала является включение обмоток статора по мостовой схеме (рис. 5.21, *б*). В этом случае между зажимами *В* и *Г* включают компенсирующее устройство, состоящее из емкости *С* и активного сопротивления *R*, значение которых подбирают так, чтобы в выходной обмотке индуцировалась минимальная остаточная ЭДС. Полностью устранить нулевой сигнал указанными способами не удается из-за технологических допусков в величине воздушного зазора и толщине полого ротора. Обычно при настройке тахогенератора стремятся получить минимальный нулевой сигнал для различных положений ротора.

Уравнение выходной характеристики. Это уравнение можно получить путем разложения пульсирующего поля обмотки возбуждения на вращающиеся поля прямой и обратной последовательностей с использованием методики, примененной для анализа двухфазного исполнительного двигателя. При этом уравнение выходной характеристики в комплексной форме приобретет вид

$$\boxed{\dot{U}_{\text{вых}} = -j\dot{U}_{\text{в}}k\nu/(\dot{A} - \dot{B}\nu^2),} \tag{5.42}$$

где $\nu = n_2/n_1$ – относительная частота вращения ротора ($n_1 = 60f_1/p$ – синхронная частота вращения); $\dot{A}$ и $\dot{B}$ – комплексные коэффициенты, зависящие от параметров схемы замещения тахогенератора.

Из (5.42) следует, что для снижения погрешности тахогенератора, т. е. получения выходной характеристики, близкой к прямой линии, необходимо уменьшать член $\dot{B}\nu^2$, вызывающий отклонение от линейной зависимости. Для этого ограничивают диапазон рабочих частот вращения тахогенератора так, чтобы относительная максимальная частота вращения

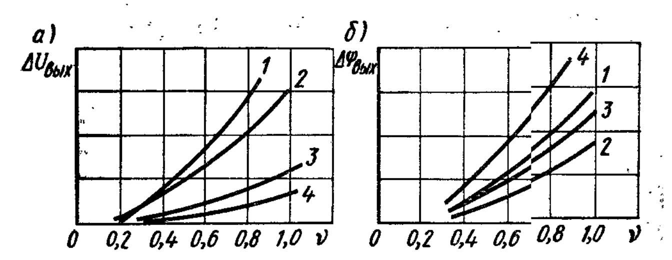


Рис. 5.22. Зависимости амплитудной (*а*) и фазовой (*б*) погрешности от ν:

1 – при отсутствии нагрузки; *2* – индуктивная нагрузка; *3* – активная нагрузка; *4* – емкостная нагрузка (сопротивление $Z_н$ нагрузки имеет одну и ту же величину)

в тахогенераторах, используемых в измерительных устройствах и следящих системах, не превышала 0,5 – 0,7, а в тахогенераторах, используемых в счетно-решающих устройствах, – 0,2 – 0,3. При этом тахогенераторы должны иметь большую синхронную частоту вращения, в связи с чем их обычно выполняют на повышенную частоту питающей сети (400 – 500 Гц), с малым числом пар полюсов *р*.

В асинхронных тахогенераторах погрешность выходной характеристики является комплексной величиной, т. е. при изменении режима работы машины выходное напряжение изменяется не только по величине, но и по фазе. В связи с этим различают *амплитудную* $\Delta U_{вых}$ и *фазовую* $\Delta\psi_{вых}$ *погрешности тахогенератора* (рис. 5.22).

Амплитудную и фазовую погрешности можно уменьшить путем соответствующей калибровки тахогенератора. Под *калибровкой* понимают установление такого наклона идеальной характеристики тахогенератора (см. рис. 5.19, *б*, кривая *2*), при котором отклонение в среднем реальной характеристики *1* от идеальной было бы минимальным.

§ 5.7. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ВРАЩАЮЩИХСЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Назначение. *Вращающимися трансформаторами* * называют электрические микромашины переменного тока, преобразующие угол поворота ротора θ в напряжение, пропорциональное этому углу или некоторым его функциям. В зависимости от закона изменения напряжения на выходе их подразделяют на следующие типы:

* В технической литературе иногда употребляют термин «поворотные трансформаторы».

а) синусно-косинусный трансформатор, позволяющий получать на выходе два напряжения, одно из которых пропорционально $\sin\theta$, а другое – $\cos\theta$;

б) линейный вращающийся трансформатор, выходное напряжение которого пропорционально углу θ;

в) вращающийся трансформатор-построитель, выходное напряжение которого имеет связь с подаваемыми первичными напряжениями U_1 и U_2 в виде закона $U_{\text{вых}} = C\sqrt{U_1^2 + U_2^2}$, где C – постоянная.

Для получения вращающихся трансформаторов различных типов можно использовать одну и ту же машину с двумя обмотками на статоре и двумя на роторе при различных способах их включения. Эти трансформаторы применяют в автоматических и вычислительных устройствах, предназначенных для решения геометрических и тригонометрических задач, выполнения различных математических операций, построения треугольников, преобразования координат, разложения и построения векторов и пр. В системах автоматического регулирования их используют в качестве измерителей рассогласования, фиксирующих отклонение системы от некоторого заданного положения.

Устройство. Вращающийся трансформатор (рис. 5.23) выполняют так же, как асинхронный двигатель с фазным ротором. На статоре и роторе размещают по две одинаковые однофазные распределенные обмотки, сдвинутые между собой в пространстве на 90°. Магнитопровод изготовляют из листов электротехнической стали или пермаллоя, изолированных друг от друга.

Вращающийся трансформатор может работать в режиме поворота ротора или в режиме вращения. При работе в режиме поворота положение ротора относительно статора задается поворотным механизмом (исполнительным двигателем с редуктором). При этом одну из обмоток статора – обмотку возбуждения *В* (рис. 5.24) – присоединяют к сети переменного тока, а другую – компенсационную обмотку *К* – подключают к некоторому сопротивлению или замыкают накоротко. В некоторых случаях обе статорные обмотки получают независимое питание переменным током. Обмотки статора *В* и *К* можно выполнять разделенными или включать по мостовой схеме (см. рис. 5.21,*б*). Обмотки ротора *S* (синусная) и *С* (косинусная) присоединяют к контактным кольцам *. Для умень-

* Во вращающихся трансформаторах, выпускаемых промышленностью, выводы обмоток статора маркируются буквами C_1, C_2, C_3, C_4, а ротора P_1, P_2, P_3, P_4.

Рис. 5.23. Устройство вращающегося трансформатора:
1 – корпус; *2* – статор; *3* – обмотка статора; *4* – ротор; *5* – обмотка ротора; *6* – контактные кольца; *7* – щетки

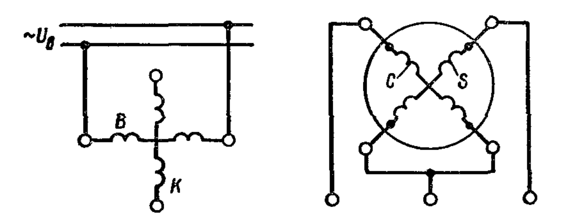


Рис. 5.24. Принципиальная схема четырехобмоточного вращающегося трансформатора

шения числа контактных колец концы двух обмоток ротора присоединяют к одному общему кольцу и через щетку подводят к общему зажиму; кольца и щетки выполняют обычно из сплава серебра. Начала обмоток выводят через соответствующие кольца и щетки к двум другим зажимам. Применяют также токосъем, осуществляемый с помощью спиральных пружин, но в этом случае поворот ротора ограничен и составляет не более 1,8–2 оборотов.

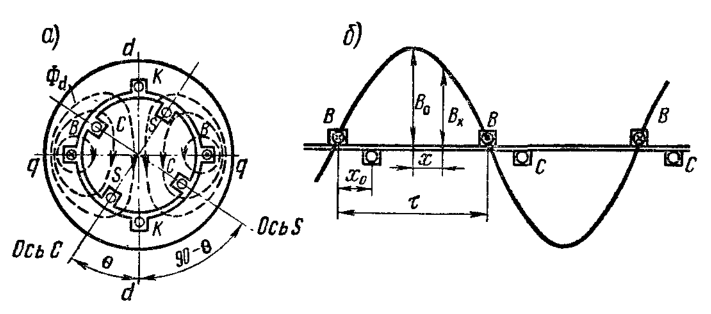


Рис. 5.25. Схематический разрез вращающегося трансформатора и график распределения индукции вдоль окружности его статора и ротора

При работе вращающегося трансформатора в режиме непрерывного вращения обмотки возбуждения и компенсационную обычно размещают на роторе, а синусную и косинусную — на статоре. В этом случае компенсационную обмотку замыкают накоротко, а обмотку возбуждения подключают к сети переменного тока с помощью двух контактных колец.

При рассмотрении теории работы вращающихся трансформаторов будем считать, что обмотки *B* и *K* расположены на статоре, а обмотки *S* и *C* — на роторе*.

Принцип действия. При подключении обмотки возбуждения *B* к сети переменного тока в машине возникает продольный магнитный поток Φ_d (рис. 5.25, *а*), пульсирующий во времени с частотой сети. При холостом ходе в обмотках ротора *S* и *C* этот поток индуцирует ЭДС E_{S0} и E_{C0}, частота которых равна частоте сети f_1, а действующее значение зависит от положения ротора относительно статора.

Допустим, что магнитный поток Φ_d распределен в пространстве синусоидально (рис. 5.25, *б*); в этом случае индукция в воздушном зазоре изменяется вдоль окружности статора и ротора по закону

$$B_x = B_0 \cos(\pi x/\tau) \sin \omega t, \qquad (5.43)$$

где B_0 — индукция в воздушном зазоре по оси обмотки *B*.

В обмотке статора *B* поток Φ_d индуцирует ЭДС

$$E_в = 4{,}44 f_1 w_1 k_{об1} \Phi_{dm}, \qquad (5.44)$$

где w_1 и $k_{об1}$ — число витков и обмоточный коэффициент обмотки статора; Φ_{dm} — максимальное значение потока.

* Все основные положения и выводы остаются неизменными и в том случае, когда обмотки *B* и *K* расположены на роторе, а обмотки *S* и *C* — на статоре.

Предположим, что ось обмотки C ротора сдвинута относительно оси обмотки статора на некоторый угол $\theta = \pi x_0/\tau$ (рис. 5.25, *а*). В этом случае максимальное значение потока, сцепленного с обмоткой C,

$$\Phi_{cm} = \Phi_{dm} \cos\theta, \tag{5.45}$$

а ЭДС, индуцированная в этой обмотке,

$$E_{C0} = 4{,}44 f_1 w_2 k_{об2} \Phi_{dm} \cos\theta, \tag{5.46}$$

где w_2 и $k_{об2}$ – число витков и обмоточный коэффициент обмотки ротора.

Из соотношения $E_{C0}/E_в = [w_2 k_{об2}/(w_1 k_{об1})] \cos\theta = k \cos\theta$ выходное напряжение косинусной обмотки при холостом ходе

$$E_{C0} = k E_в \cos\theta. \tag{5.47}$$

Обмотка S ротора сдвинута относительно обмотки C на угол $\pi/2$, следовательно, выходное напряжение в этой обмотке

$$E_{S0} = 4{,}44 w_2 k_{об2} \Phi_{dm} \cos(\theta - \pi/2) = k E_в \cos(\theta - \pi/2) = k E_в \sin\theta. \tag{5.48}$$

Обмотка статора K с потоком Φ_d не связана, а следовательно, он не индуцирует в ней ЭДС. Эту обмотку используют для компенсации поперечных потоков, создаваемых обмотками ротора при нагрузке вращающегося трансформатора. Таким образом, *в обмотках ротора при холостом ходе индуцируются ЭДС, пропорциональные синусу или косинусу угла поворота ротора относительно соответствующего потока.* Применяя различные схемы включения обмоток статора и ротора, можно получить и другие функциональные зависимости, а также уменьшить погрешности, вызываемые током нагрузки.

§ 5.8. СИНУСНО-КОСИНУСНЫЙ ВРАЩАЮЩИЙСЯ ТРАНСФОРМАТОР

Выходные напряжения. На статоре этого трансформатора расположены обмотки B и K, а на роторе – обмотки S и C (см. рис. 5.24). При холостом ходе напряжения на синусной S и косинусной C обмотках ротора равны соответствующим ЭДС:

$$\boxed{\begin{aligned} U_{S0} &= E_{S0} = k E_в \sin\theta; \\ U_{C0} &= E_{C0} = k E_в \cos\theta, \end{aligned}} \tag{5.49}$$

т. е. изменяются по требуемым законам. Аналогичный режим работы возникает в случае, когда нагрузка синусно-косинусного

трансформатора представляет собой электронное устройство с большим входным сопротивлением.

Если к синусной обмотке S подключить некоторую нагрузку $\underline{Z}_{нS}$, то по обмотке пойдет ток

$$\dot{I}_S = \dot{E}_S/(\underline{Z}_S + \underline{Z}_{нS}), \quad (5.50)$$

где $\underline{Z}_S$ – сопротивление обмотки S, которое считаем постоянным.

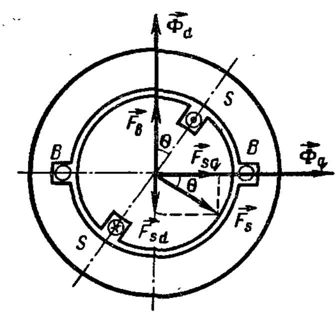


Рис. 5.26. Векторная диаграмма МДС при подключении нагрузки к синусной обмотке

Ток I_S создает МДС ротора F_S. Как видно из рис. 5.26, ось этой МДС совпадает с осью фазы S, поэтому ее можно представить в виде суммы двух составляющих: продольной $F_{Sd} = F_S \sin\theta$ и поперечной $F_{Sq} = F_S \cos\theta$. Продольная составляющая F_{Sd} создает в обмотке возбуждения B компенсирующий ток, МДС которого $F_в$, так же как и в двухобмоточном трансформаторе, компенсирует действие F_{Sd}. *Результирующий продольный поток Φ_d индуцирует ЭДС в обмотке* S

$$E_{Sd} = kE_в \sin\theta. \quad (5.51)$$

Поперечная составляющая F_{Sq} создает во вращающемся трансформаторе поперечный поток Φ_q.

Относительно поперечного потока Φ_q обмотка S является косинусной и, следовательно, в ней индуцируется ЭДС

$$E_{Sq} = 4{,}44 f_1 w_2 k_{об2} \Phi_{qm} \cos\theta = CF_S \cos^2\theta, \quad (5.52)$$

где C – постоянная.

Таким образом, при нагрузке в синусной обмотке кроме требуемой ЭДС, пропорциональной синусу угла поворота θ, индуцируется ЭДС, пропорциональная току нагрузки и квадрату косинуса θ. Эта добавочная составляющая ЭДС вызывает появление погрешностей. Аналогично в косинусной обмотке при нагрузке поперечным потоком Φ_q индуцируется добавочная ЭДС E_{Cq}, пропорциональная току нагрузки и квадрату синуса θ, которая также вызывает появление погрешностей.

Для устранения погрешности вращающегося трансформатора, обусловленной поперечным потоком Φ_q, применяют так называемое *симметрирование трансформатора, т. е. компенсацию поперечного потока ротора.* Существует два способа симметрирования: вторичное (со стороны ротора) и первичное (со стороны статора).

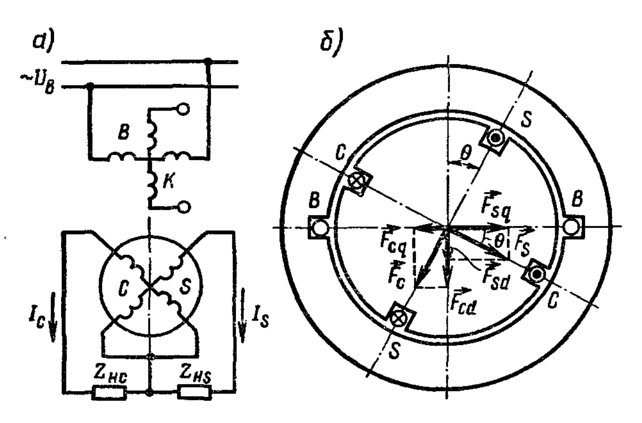


Рис. 5.27. Схема синусно-косинусного трансформатора со вторичным симметрированием и диаграмма МДС, создаваемых обмотками ротора

Вторичное симметрирование. Для уменьшения погрешности выходного напряжения, снимаемого с синусной обмотки, подключают к косинусной обмотке сопротивление $Z_{нC}$ (рис. 5.27, *а*). В этом случае ток, проходящий по обмотке *С*, создает МДС F_C, которую можно представить, так же как и МДС F_S, в виде векторной суммы двух составляющих (рис. 5.27, *б*): продольной $F_{Cd} = F_C \cos\theta$ и поперечной $F_{Cq} = F_C \sin\theta$. Продольная составляющая F_{Cd} совпадает по направлению с F_{Sd}, а поперечная составляющая F_{Cq} направлена против F_{Sq}. При $F_{Cq} = F_{Sq}$ поперечный поток $\Phi_q = 0$. Следовательно, не возникает и погрешность, обусловленная этим потоком.

Сопротивление $\underline{Z}_{нC}$, при котором обеспечено полное симметрирование, можно определить из условия

$$F_S \cos\theta = F_C \sin\theta \tag{5.53}$$

или с учетом значений F_S и F_C

$$\boxed{\underline{Z}_S + \underline{Z}_{нS} = \underline{Z}_C + \underline{Z}_{нC},} \tag{5.54}$$

т. е. *полное симметрирование наблюдается при равенстве комплексных сопротивлений в цепи обмоток S* и *C* ротора, т. е. их активных и реактивных составляющих.

При вторичном симметрировании компенсируются МДС по поперечной оси; кроме того, ток $I_в$ в обмотке возбуждения поворотного трансформатора не зависит от угла поворота, так как в формулу для результирующей продольной составляющей МДС ротора $\dot{F}_{2d} = \dot{F}_{Sd} + \dot{F}_{Cd}$ (определяющей силу тока $I_в$) не входит какая-либо функция угла θ:

$$\dot{F}_{2d} = \dot{F}_S \sin\theta + \dot{F}_C \cos\theta = \frac{0{,}9k\dot{E}_{\text{в}} w_2 k_{\text{об}2} \sin\theta}{\underline{Z}_S + \underline{Z}_{\text{н}C}} \sin\theta +$$

$$+ \frac{0{,}9k\dot{E}_{\text{в}} w_2 k_{\text{об}2} \cos\theta}{\underline{Z}_C + \underline{Z}_{\text{н}C}} \cos\theta = \frac{0{,}9k w_2 k_{\text{об}2}}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_{\text{н}}} \dot{E}_{\text{в}},$$

где $\underline{Z}_2 = \underline{Z}_S = \underline{Z}_C$; $\underline{Z}_{\text{н}} = \underline{Z}_{\text{н}S} = \underline{Z}_{\text{н}C}$.

В результате уменьшается погрешность поворотного трансформатора.

Рассмотренный метод симметрирования практически применим только при постоянном сопротивлении нагрузки, что является его недостатком.

Первичное симметрирование. Для уменьшения погрешности выходного напряжения снимаемого, например, с обмотки S (рис. 5.28, *а*), компенсационную обмотку K статора замыкают на какое-либо малое сопротивление Z_K или накоротко. В этом случае по поперечной оси вращающегося трансформатора действует результирующая МДС

$$F_q = F_{Sq} + F_K, \tag{5.55}$$

где F_K – МДС, создаваемая компенсационной обмоткой.

Так как обмотка K относительно поперечного потока Φ_q представляет собой замкнутую накоротко вторичную обмотку трансформатора, то ее МДС $\dot{F}_K$ направлена против МДС $\dot{F}_{Sq}$ «первичной» обмотки, и результирующая МДС F_q, так же как и в трансформаторе тока, значительно

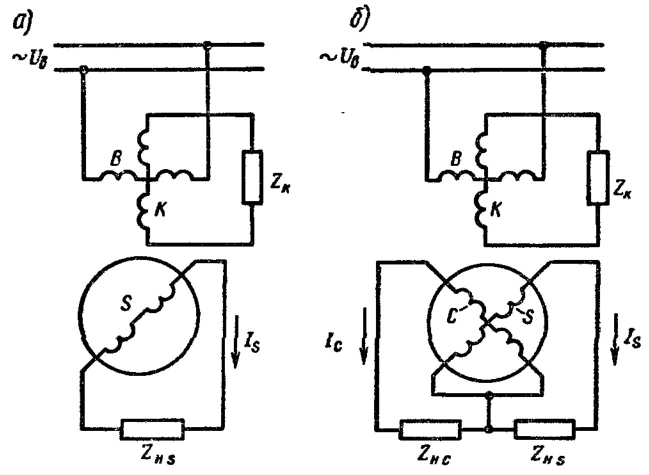


Рис. 5.28. Схемы синусно-косинусных вращающихся трансформаторов

меньше МДС F_{Sq}. Поэтому поперечный поток Φ_q и вызванная им погрешность резко уменьшаются. При изменении нагрузки, подключенной к обмотке ротора, МДС F_K изменяется примерно пропорционально МДС F_{Sq}, вследствие чего степень компенсации поперечного потока остается практически неизменной. Это является достоинством данного метода симметрирования. Однако при изменении угла поворота ротора θ изменяется ток $I_{в}$ в обмотке возбуждения и при заданном напряжении $\dot{U}_{в}$ изменяется ЭДС $\dot{E}_{в}$. В результате появляется дополнительная погрешность в значении выходных напряжений $\dot{U}_S$ и $\dot{U}_C$ на зажимах синусной и косинусной обмоток. Поэтому *во вращающихся трансформаторах обычно применяют одновременно первичное и вторичное симметрирование* (рис. 5.28,*б*).

Рассмотренные методы компенсации поперечного потока Φ_q позволяют использовать в качестве выходной как синусную, так и косинусную обмотки. Поэтому вращающийся трансформатор, включенный по схеме, изображенной на рис. 5.28,*б*, называют *синусно-косинусным.*

§ 5.9. ЛИНЕЙНЫЙ ВРАЩАЮЩИЙСЯ ТРАНСФОРМАТОР

Выходное напряжение. При любом включении обмоток вращающегося трансформатора уравнение, связывающее его выходное напряжение с углом поворота θ ротора, содержит функции $\sin\theta$ и $\cos\theta$. Однако, выбирая определенным образом схемы включения обмоток, можно получить выходную характеристику в некотором ограниченном диапазоне изменения угла θ, близкую к линейной. Например, при небольшом изменении угла θ можно считать, что $\theta \approx \sin\theta$, и получать требуемую линейную зависимость $U_{вых} = f(\theta)$ от синусной обмотки. Однако в этом случае желательную точность линейной аппроксимации 0,1 % можно получить только при изменении угла θ в пределах $\pm 4{,}5°$. Поэтому использовать для линейного поворотного трансформатора одну синусную обмотку нерационально.

Более широкий диапазон изменения угла θ, в пределах которого выходная характеристика с достаточной точностью считается линейной, можно получить, если выходное напряжение представить в виде функции

$$\boxed{U_{вых} = C\sin\theta/(1 + k\cos\theta).} \qquad (5.56)$$

Для получения указанной зависимости применяют две схемы соединения обмоток вращающегося трансформатора: с первичным симметрированием (на статоре) и со вторичным симметрированием (на роторе).

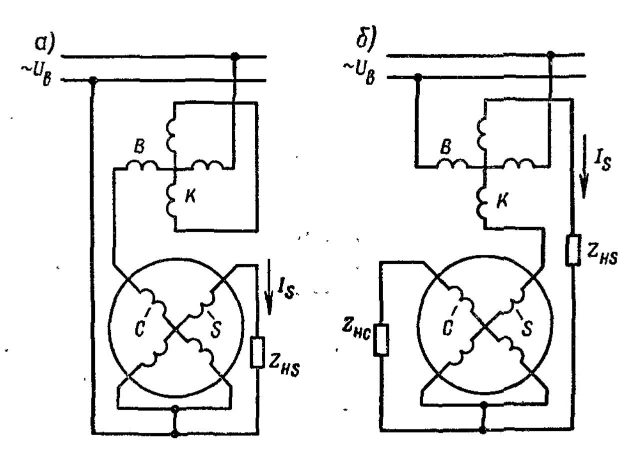


Рис. 5.29. Схемы линейного вращающегося трансформатора

Первичное симметрирование. В схеме первичного симметрирования (рис. 5.29, *а*) компенсационную обмотку *К* замыкают накоротко, а обмотку возбуждения *В* соединяют последовательно с косинусной обмоткой *С* ротора; концы их подключают к сети. К синусной обмотке *S* присоединяют нагрузочное сопротивление $\underline{Z}_{HS}$. Поскольку обмотка *К* замкнута накоротко, поперечный поток $\Phi_q = 0$. Для цепи обмоток *В* и *С* составим уравнение

$$\boxed{\dot{U}_в + \dot{E}_в + \dot{E}_C = \dot{I}_в\underline{Z}_в + \dot{I}_в\underline{Z}_C.} \quad (5.57)$$

Так как ЭДС, индуцированные в обмотках *В* и *С*, совпадают по фазе, то они складываются алгебраически. Поэтому с учетом (5.44) и (5.46) сумма

$$E_в + E_C = 4{,}44 f_1 (w_1 k_{об1} + w_2 k_{об2} \cos\theta) \Phi_{dm}, \quad (5.58)$$

откуда

$$\Phi_{dm} = (E_в + E_C)/[4{,}44 f_1 (w_1 k_{об1} + w_2 k_{об2} \cos\theta)].$$

Следовательно, согласно (5.48) ЭДС, индуцируемая в выходной обмотке *S*,

$$E_S = 4{,}44 f_1 w_2 k_{об2} \Phi_{dm} \sin\theta = \frac{w_2 k_{об2} \sin\theta}{w_1 k_{об1} + w_2 k_{об2} \cos\theta}(E_в + E_C) =$$

$$= \frac{k \sin\theta}{1 + k\cos\theta}(E_в + E_C). \quad (5.59)$$

Пренебрегая падениями напряжения в обмотках *В*, *С* и *S* и

принимая $E_в + E_C \approx U_в$, получаем выходное напряжение

$$U_{вых} \approx E_S = kU_в \sin\theta/(1 + k\cos\theta). \qquad (5.60)$$

Если вращающийся трансформатор выполнен с $k = 0{,}52 \div 0{,}56$, то в пределах изменения угла ротора $\theta = \pm 55°$ выходное напряжение $U_{вых}$ пропорционально этому углу.

Вторичное симметрирование. В схеме вторичного симметрирования (рис. 5.29,*б*) нагрузка $\underline{Z}_{нS}$ включена в цепь последовательно соединенных обмоток S и K; обмотка B присоединена к сети, а к обмотке C подключено симметрирующее сопротивление $\underline{Z}_{нC}$. Величину этого сопротивления подбирают таким образом, чтобы поперечные МДС обмоток S и C компенсировали друг друга.

При этих условиях в машине действуют постоянный по амплитуде продольный поток Φ_d, создаваемый обмоткой B, и поперечный поток Φ_q, создаваемый обмоткой K и пропорциональный току нагрузки I_S. Потоки Φ_d и Φ_q индуцируют в синусной обмотке ЭДС $E_S = kE_в \sin\theta + 4{,}44 f_1 w_2 k_{об2} \Phi_{qm} \cos\theta$, или, переходя к комплексным значениям,

$$\dot{E}_S = k\dot{E}_в \sin\theta - jk\dot{I}_S X_{1q} \cos\theta, \qquad (5.61)$$

где X_{1q} — индуктивное сопротивление обмотки статора, обусловленное потоком Φ_q.

Так как в данном случае $\dot{I}_S = \dot{E}_S/(\underline{Z}_S + \underline{Z}_{нS} + \underline{Z}_K)$, то уравнение (5.61) принимает вид

$$\dot{E}_S = k\dot{E}_в \sin\theta - jkX_{1q}\dot{E}_S \cos\theta/(\underline{Z}_S + \underline{Z}_{нS} + \underline{Z}_K),$$

откуда

$$\dot{U}_{вых} \approx \dot{E}_S = \frac{k\dot{E}_в \sin\theta}{1 + jX_{1q}k\cos\theta/(\underline{Z}_S + \underline{Z}_{нS} + \underline{Z}_K)} = \frac{k\dot{E}_в \sin\theta}{1 + \dot{B}\cos\theta}, \qquad (5.62)$$

где $\dot{B} = kjX_{1q}/(\underline{Z}_S + \underline{Z}_{нS} + \underline{Z}_K)$ — некоторый комплексный коэффициент.

Если коэффициент $B = 0{,}52 \div 0{,}56$, то зависимость $U_{вых} = f(\theta)$ в пределах угла $\theta = \pm 55°$ линейная.

Значение сопротивления $\underline{Z}_{нC}$, обеспечивающее взаимную компенсацию поперечных МДС обмоток S и C, определяется из условия

$$\underline{Z}_C + \underline{Z}_{нC} = 2(\underline{Z}_S + \underline{Z}_{нS} + \underline{Z}_K). \qquad (5.63)$$

Следовательно, для вторичного симметрирования необходимо, чтобы полное сопротивление цепи косинусной обмотки равнялось удвоенному сопротивлению цепи синусной обмотки.

Преимущества и недостатки различных схем симметрирования. *В линейных вращающихся трансформаторах с первичным симметрированием изменение нагрузки* $\underline{Z}_{нS}$ *практически не оказывает влияния на величину ЭДС* E_S, *т. е. на линейность выходной характеристики,* так как обмотка *K* компенсирует поперечный поток Φ_q, а сопротивление $\underline{Z}_{нS} \geqslant \underline{Z}_S$. Однако при изменении угла поворота ротора возникают небольшие погрешности в выходном напряжении из-за изменения тока и падения напряжения в первичном контуре.

В линейных трансформаторах со вторичным симметрированием при изменении нагрузки нарушается условие симметрирования и возникают значительные отклонения от линейной зависимости, поэтому их применяют сравнительно редко.

§ 5.10. ВРАЩАЮЩИЙСЯ ТРАНСФОРМАТОР-ПОСТРОИТЕЛЬ

Трансформатор-построитель можно использовать для определения гипотенузы прямоугольного треугольника по двум заданным катетам, для преобразования координат из декартовой системы в полярную и из одной декартовой системы, в другую, повернутую на некоторый угол α. В таком трансформаторе обмотки статора *B* и *K* присоединяют к однофазной сети и подают на них напряжения различного значения $U_в$ и $U_к$ (рис. 5.30). Одну из обмоток ротора, например *S*, присоединяют к измерительному прибору *V*, а другую – *C* – к управляющей обмотке *У* исполнительного двигателя *ИД*. Обмотка *S* является выходной.

Обмотки статора *B* и *K* создают в трансформаторе результирующий магнитный поток, продольная и поперечная составляющие которого

$$\Phi_{dm} \approx U_в/(4{,}44 f_1 w_1 k_{об1}); \quad (5.64)$$

$$\Phi_{qm} = U_к/(4{,}44 f_1 w_1 k_{об1}). \quad (5.65)$$

Если машина не насыщена, то результирующий поток

$$\Phi_{рез\,m} = \sqrt{\Phi_{dm}^2 + \Phi_{qm}^2} = \sqrt{U_в^2 + U_к^2}/(4{,}44 f_1 w_1 k_{об1}). \quad (5.66)$$

В обмотке ротора *C* результирующий поток $\Phi_{рез}$ индуцирует ЭДС

$$E_C = 4{,}44 f_1 w_2 k_{об2} \Phi_{рез\,m} \cos\gamma, \quad (5.67)$$

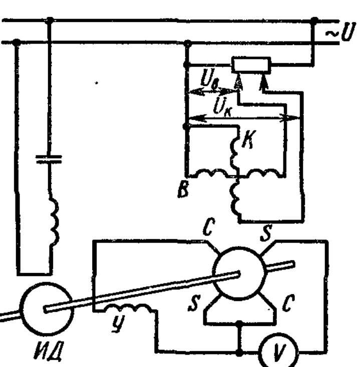


Рис. 5.30. Схема вращающегося трансформатора-построителя

а в выходной обмотке – ЭДС

$$E_S = 4{,}44 f_1 w_2 k_{об2} \Phi_{рез\, m} \sin\gamma. \tag{5.68}$$

ЭДС E_C подается на управляющую обмотку исполнительного двигателя *ИД*, который вращает ротор вращающегося трансформатора до тех пор, пока ЭДС E_C не станет равной нулю. Таким образом, ротор остановится, когда угол γ станет равным 90°. В этом случае

$$U_{вых} \approx E_{S\max} = 4{,}44 f_1 w_2 k_{об2} \Phi_{рез\, m} = k\sqrt{U_в^2 + U_к^2}. \tag{5.69}$$

Таким образом, измерительный прибор, присоединенный к обмотке *S*, при неподвижном роторе показывает напряжение, пропорциональное гипотенузе прямоугольного треугольника, катеты которого пропорциональны $U_в$ и $U_к$.

Если требуется перейти от декартовой системы координат к полярной, то напряжение $U_{вых}$ можно рассматривать как модуль вектора, заданного в декартовой системе координат проекциями $U_в$ и $U_к$. Аргумент вектора определяется углом, на который ротор повернется относительно статора.

При необходимости преобразования координат некоторого вектора $\vec{A}$ из одной декартовой системы в другую, повернутую относительно первой на угол α, необходимо оси обмоток ротора повернуть относительно осей обмоток статора на угол α, а затем на обмотки *В* и *К* подать напряжения, пропорциональные проекциям A_x и A_y вектора $\vec{A}$ в первой координатной системе. В этом случае ЭДС, индуцируемые в обмотках ротора *S* и *C*, пропорциональны проекциям A'_x и A'_y вектора $\vec{A}$ в новой системе координат.

Точность вращающихся трансформаторов. Ее характеризуют следующие показатели:

а) максимальная погрешность воспроизведения требуемой зависимости, выраженной в процентах от максимального значения выходного напряжения; эта погрешность находится в пределах: для синусно-косинусного трансформатора – от 0,005 до 0,2 %; для линейного трансформатора – от 0,05 до 0,2 %;

б) максимальная асимметрия нулевых точек (для синусно-косинусного трансформатора). Для ее определения на обмотки *В* и *К* статора (попеременно) подают питание, после чего определяют углы, при которых ЭДС обмоток ротора равны нулю (или минимальны). Максимальное отклонение этих углов от углов, кратных 90°, дает ошибку асимметрии, которая для выпускаемых промышленностью вращающихся трансформаторов составляет от 0,16 до 7 угловых минут;

в) максимальное значение остаточной ЭДС, выраженной в процентах от максимальной ЭДС соответствующей обмотки, которая составляет 0,003 – 0,1 %;

г) максимальное значение ЭДС компенсационной обмотки при питании обмотки возбуждения, выраженной в процентах от значения напряжения питания; она составляет от 0,04 до 1,2 %;

д) максимальная разность коэффициентов трансформации, которая не должна превышать 0,005 – 0,2 %.

В зависимости от значений перечисленных показателей вращающиеся трансформаторы делят на шесть классов точности. Точность их в основном определяется тщательностью конструктивной проработки и качеством изготовления машин. Однако даже хорошо изготовленный вращающийся трансформатор может дать неудовлетворительную точность при недостаточно продуманной схеме включения его обмоток, не соответствующей режиму работы в эксплуатации. Необходимо также использовать источники питания со стабилизированным напряжением и частотой и по возможности уменьшать влияние нагрева обмоток на значение их активного сопротивления (применять различные методы термокомпенсации).

§ 5.11. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СИСТЕМЫ СИНХРОННОЙ СВЯЗИ И УСТРОЙСТВО СЕЛЬСИНОВ

Принцип действия. Электрические машины синхронной связи служат для синхронного и синфазного поворота или вращения двух или нескольких осей, механически не связанных между собой. В простейшем случае синхронную связь осуществляют с помощью двух одинаковых, электрически соединенных между собой индукционных машин, называемых *сельсинами* (от слов *self sinchroniring* – самосинхронизирующийся). Одну из этих машин, механически соединенную с ведущей осью, называют *датчиком*, а другую, соединенную с ведомой осью (непосредственно или с помощью промежуточного исполнительного двигателя), – *приемником*.

Система синхронной связи работает так, что при повороте ротора сельсина-датчика на какой-либо угол $\theta_д$ ротор сельсина-приемника поворачивается на такой же угол $\theta_п$. Следовательно, система стремится ликвидировать рассогласование между положениями роторов датчика и приемника, которое характеризуется углом рассогласования $\theta = \theta_д - \theta_п$, и в идеальном случае свести угол θ к нулю.

Системы синхронной связи подразделяют на два основных вида: синхронного поворота (передачи угла) и синхронного вращения (электрического вала).

Режимы работы. Различают два основных режима работы сельсинов: индикаторный и трансформаторный.

При *индикаторном режиме* ротор сельсина-приемника соединяют непосредственно с ведомой осью. Его применяют при малом значении тормозного момента на ведомой оси, обычно в тех случаях, когда на оси укреплена хорошо уравновешенная стрелка индикатора (отсюда название – индикаторный).

При *трансформаторном режиме* сигнал о наличии рассогласования между положениями роторов датчика и приемника подается через усилитель на исполнительный двигатель, который поворачивает ведомую ось и ротор сельсина-приемника, ликвидируя рассогласование. При этом режиме выходной сигнал приемника пропорционален синусу угла рассогласования, аналогично тому, как во вращающемся трансформаторе, поэтому такой режим работы сельсина получил название трансформаторного. Трансформаторный режим применяют в тех случаях, когда к ведомой оси приложен значительный тормозной момент, т. е. когда приходится поворачивать какой-либо механизм.

Устройство сельсинов. Сельсины имеют две обмотки: *первичную, или обмотку возбуждения, и вторичную, или обмотку сихронизации.* В зависимости от числа фаз обмотки возбуждения различают одно- и трехфазные сельсины; обмотку синхронизации в обоих типах сельсинов обычно выполняют по типу трехфазной.

Трехфазные сельсины имеют такую же конструкцию, как трехфазные асинхронные двигатели с контактными кольцами на роторе; их применяют только в системах электрического вала. В системах автоматики используют однофазные контактные и бесконтактные сельсины.

Принцип действия сельсина не зависит от места расположения каждой из обмоток. Однако чаще всего в сельсинах обмотку синхронизации размещают на статоре, а обмотку возбуждения – на роторе (для уменьшения количества контактных колец и повышения надежности работы).

Однофазные контактные сельсины аналогичны асинхронным машинам малой мощности. Они могут быть явнополюсными (индикаторные) и неявнополюсными (трансформаторные). В явнополюсных сельсинах однофазная обмотка возбуждения сосредоточенная; она расположена на явно выраженных полюсах ротора (рис. 5.31,*а*) или статора (рис. 5.31,*б*). В неявнополюсных сельсинах однофазная обмотка возбуждения распределенная (рис. 5.31,*в*); она расположена в полузакрытых пазах ротора (или статора). Обмотку синхронизации всегда

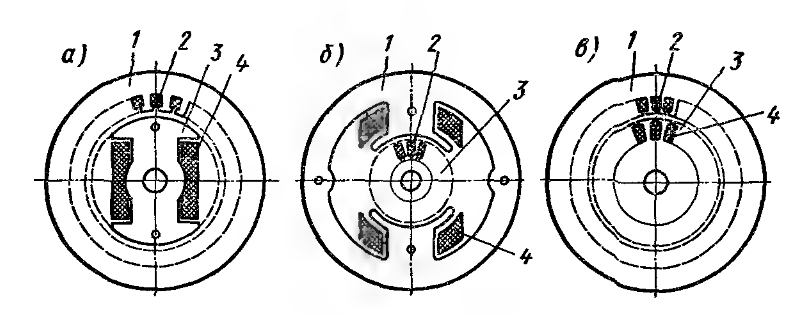


Рис. 5.31. Схемы магнитной системы однофазных контактных сельсинов:
1 – статор; *2* – обмотка синхронизации; *3* – ротор; *4* – обмотка возбуждения

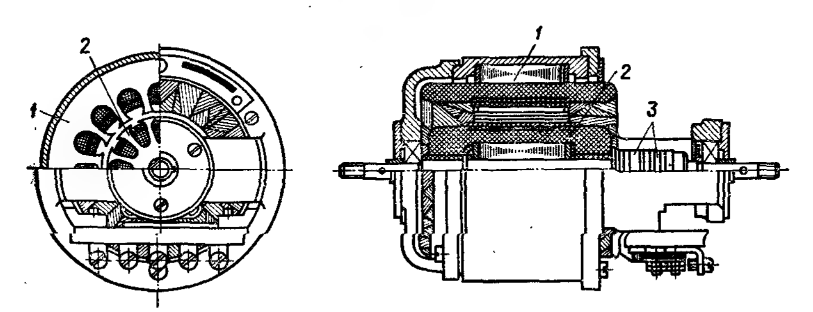


Рис. 5.32. Устройство контактного сельсина:
1 – статор; *2* – ротор; *3* – контактные кольца

выполняют распределенной и размещают в пазах соответственно статора или ротора; фазы ее соединяют по схеме Y. Для приближения формы кривой поля к синусоиде воздушный зазор в явнополюсных сельсинах выполняют неравномерным – увеличенным на краях полюсного наконечника. Для ослабления зубцовых гармонических делают скос пазов статора или ротора на одно зубцовое деление.

Сельсины выполняют обычно двухполюсными. Так как магнитное поле в сельсинах переменное, то статор и ротор собирают из изолированных листов электротехнической стали (рис. 5.32). Для увеличения надежности контакта и уменьшения его переходного сопротивления кольца и щетки, к которым подключают обмотку ротора, выполняют обычно из сплавов серебра. Число контактных колец и щеток зависит от места расположения обмоток: сельсины с обмоткой возбуждения на роторе имеют два контактных кольца; с обмоткой возбуждения на статоре – три контактных кольца. В некоторых типах сельсинов-приемников на явнополюсном роторе по поперечной

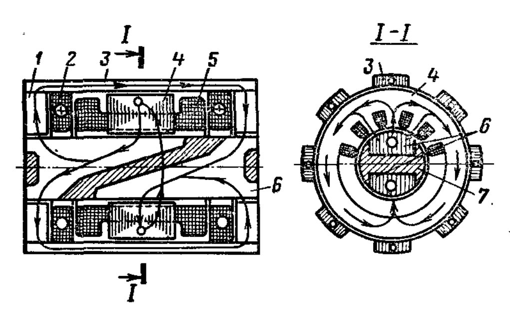


Рис. 5.33. Электромагнитная схема бесконтактного сельсина:

1 – тороиды; *2* – обмотка возбуждения; *3* – внешний магнитопровод; *4* – пакет статора; *5* – обмотка синхронизации; *6* – пакеты ротора; *7* – промежуток из немагнитного материала

оси размещают короткозамкнутую демпферную обмотку, обеспечивающую быстрое затухание собственных колебаний ротора при переходе его из одного положения в другое. При отсутствии электрического демпфера на валу ротора сельсина-приемника устанавливают механические демпферы (фрикционные, пружинные или жидкостные – ртутные).

Большим недостатком контактных сельсинов является наличие скользящих контактов, переходное сопротивление которых может изменяться. Это снижает надежность работы синхронной связи и приводит к увеличению погрешностей. В настоящее время широко применяют явнополюсные и неявнополюсные бесконтактные сельсины, не имеющие скользящих контактов.

В явнополюсном бесконтактном сельсине (рис. 5.33) на статоре расположены трехфазная распределенная обмотка синхронизации, два боковых кольца (тороиды), две тороидальные катушки однофазной обмотки возбуждения и внешний магнитопровод. Стальной пакет, в котором размещена обмотка синхронизации и тороиды собраны из листов, расположенных перпендикулярно оси вала, а внешний магнитопровод – из листов, расположенных параллельно оси вала. На роторе имеются два стальных пакета, разделенных немагнитным материалом (обычно сплавом алюминия). Пакеты ротора собраны из стальных листов, размещенных в плоскости, параллельной оси вала. Следовательно, во всех элементах магнитной системы плоскость листов параллельна направлению силовых магнитных линий. Тороидальные катушки обмотки возбуждения включают так, чтобы направление тока в них в любой момент времени было согласованным.

Магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения, замыкается в каждом элементе магнитной системы сельсина по пути, показанному на рис. 5.33 стрелками. Из первого пакета ротора он проходит через небольшой воздушный зазор, а затем по статору переходит во второй пакет,

охватывая проводники обмотки синхронизации. Непосредственному переходу потока из одного пакета ротора в другой препятствует косой промежуток, заполненный немагнитным материалом. Из второго пакета ротора поток через тороиды и внешний магнитопровод переходит в первый. При повороте ротора изменяется положение оси потока относительно обмоток синхронизации, поэтому ЭДС, индуцируемая в фазах обмотки синхронизации, зависит от угла поворота ротора, так же как и в контактных сельсинах, вследствие чего принцип действия этих видов сельсинов одинаков. Устройство бесконтактного сельсина показано на рис. 5.34, *а*.

Недостатком бесконтактных сельсинов является худшее использование материалов, чем в контактных, из-за больших потоков рассеяния и увеличенного тока холостого хода. При одинаковом удельном синхронизирующем моменте масса бесконтактного сельсина примерно в 1,5 раза больше, чем контактного.

В системах синхронной связи, работающих при повышенной частоте (400 – 1000 Гц), применяют неявнополюсные бесконтактные сельсины с кольцевым трансформатором (рис. 5.34, *б*). В этих сельсинах обмотка синхронизации расположена в пазах статора, а обмотка возбуждения – в пазах или на явно выраженных полюсах ротора. Питание к обмотке возбуждения подается посредством кольцевого трансформатора, смонтированного в общем корпусе с сельсином.

Такой сельсин по своей конструкции подобен контактному сельсину, но вместо колец и щеток в нем применен кольцевой трансформатор. Первичная обмотка трансформатора расположена на статоре, вторичная – на роторе, а магнитопровод

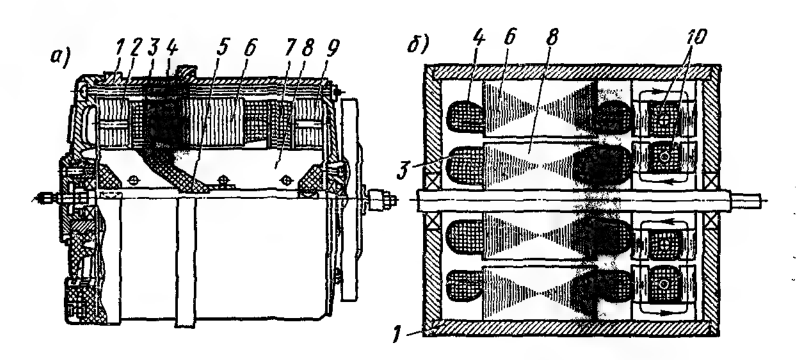


Рис. 5.34. Устройство бесконтактных сельсинов:

1 – корпус; *2* и *9* – тороиды; *3*, *7* – обмотка возбуждения; *4* – обмотка синхронизации; *5* – немагнитный промежуток; *6* – статор; *8* – ротор; *10* – кольцевой трансформатор

состоит из торцовых колец, собранных из листов электротехнической стали, и внешнего и внутреннего колец, выполненных из металлокерамики.

§ 5.12. ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ОДНОФАЗНЫХ СЕЛЬСИНОВ

Принцип действия. Рассмотрим теорию однофазных сельсинов на примере контактных сельсинов с обмоткой возбуждения на статоре. Однако основные положения этой теории и полученные выводы в одинаковой мере можно распространить как на контактные сельсины с обмоткой возбуждения на роторе, так и на бесконтактные.

При работе сельсинов в трансформаторном режиме обмотка возбуждения *В* сельсина-датчика *Д* (рис. 5.35), механически связанного с ведущей осью O_1, подключена к сети однофазного тока, а обмотка возбуждения *В* сельсина-приемника *П* – к усилителю *У*, подающему питание на обмотку управления исполнительного двигателя *ИД*. Обмотки синхронизации обоих сельсинов соединены между собой линией связи *ЛС*.

Переменный ток, проходящий по обмотке возбуждения датчика, создает в нем пульсирующий магнитный поток, который индуцирует ЭДС в трех фазах обмотки синхронизации. Так как обмотки синхронизации датчика и приемника соединены между собой линией связи, то по ним проходит ток, вследствие чего в сельсине-приемнике создается пульсирующий магнитный поток. Если возникает рассогласование положений роторов датчика и приемника, то этот поток индуцирует в обмотке возбуждения некоторую ЭДС, и на ее зажимах появляется выходное напряжение. Это напряжение через усилитель подается на обмотку управления исполнительного дви-

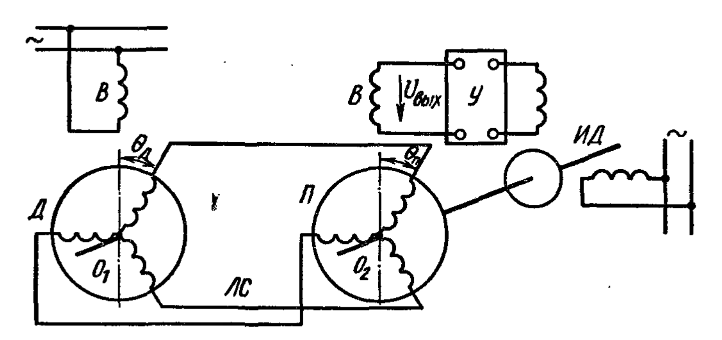


Рис. 5.35. Схема включения сельсинов при работе в трансформаторном режиме

гателя, который поворачивает ведомую ось O_2 совместно с ротором приемника. При ликвидации рассогласования выходное напряжение становится равным нулю, и вращение ведомой оси прекращается.

ЭДС и токи в обмотках синхронизации. Обмотка возбуждения датчика создает магнитный поток $\Phi_в$, синусоидально распределенный по окружности статора и ротора и пульсирующий с частотой сети. Значение ЭДС, индуцируемой этим потоком в каждой фазе обмотки ротора датчика *Д*, зависит от ее положения относительно оси обмотки возбуждения (продольной оси *d-d*) (рис. 5.36).

Если ось первой фазы ротора, расположенной в пазах ротора *1-1'*, совпадает с осью обмотки возбуждения, то действующее значение ЭДС, индуцируемой в этой фазе, максимальное:

$$E_{1д} = E_{2\,max} = 4{,}44 f_1 w_2 k_{об2} \Phi_{вm}, \tag{5.70}$$

а ЭДС, индуцируемые в других фазах, расположенных в пазах ротора *2-2'* и *3-3'*, равны: $E_{2д} = E_{2\,max} \cos 120°$; $E_{3д} = E_{2\,max} \cos(-120°)$.

В общем случае, когда ось первой фазы ротора сдвинута относительно оси обмотки возбуждения на некоторый угол $\theta_д$ (рис. 5.36, *а*), получим

$$\left.\begin{aligned} E_{1д} &= E_{2\,max} \cos\theta_д; \\ E_{2д} &= E_{2\,max} \cos(\theta_д + 120°); \\ E_{3д} &= E_{2\,max} \cos(\theta_д - 120°) \end{aligned}\right\} \tag{5.71}$$

Так как одноименные фазы роторов датчика и приемника соединены последовательно, то проходящий по ним ток

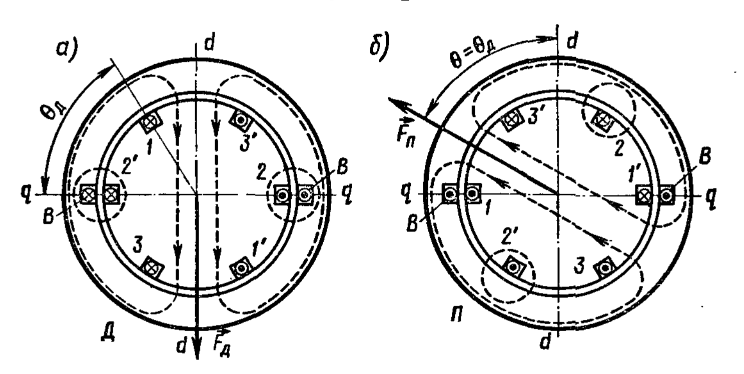


Рис. 5.36. Векторы МДС ротора в датчике (*а*) и приемнике (*б*) при повороте ротора датчика на угол θ = 60°

$$\left.\begin{aligned} I_1 = E_{1д}/Z_2 = (E_{2\,max}/Z_2)\cos\theta_д = I_{2\,max}\cos\theta_д; \\ I_2 = I_{2\,max}\cos(\theta_д + 120°);\ I_3 = I_{2\,max}\cos(\theta_д - 120°), \end{aligned}\right\} \quad (5.72)$$

где $I_{2\,max} = E_{2\,max}/Z_2$ – наибольшее действующее значение тока в фазе обмотки ротора; Z_2 – общее сопротивление последовательно включенных фаз датчика и приемника.

Из (5.72) следует, что алгебраическая сумма токов $I_1 + I_2 + I_3 = 0$, вследствие чего линия связи может быть без нулевого провода.

МДС ротора в датчике и приемнике. Ток, проходящий по фазам обмотки ротора датчика, создает в нем соответствующие МДС. МДС отдельных фаз распределены в пространстве синусоидально, поэтому

$$\left.\begin{aligned} F_{1д} &= F_{2\,max}\cos\theta_д; \\ F_{2д} &= F_{2\,max}\cos(\theta_д + 120°); \\ F_{3д} &= F_{2\,max}\cos(\theta_д + 120°) \end{aligned}\right\} \quad (5.73)$$

где $F_{2\,max} = 0{,}9 I_{2\,max} w_2 k_{об2}$ – максимальное значение МДС, создаваемой одной фазой обмотки ротора.

Определим результирующую МДС всех фаз датчика, для чего сложим составляющие МДС $F_{дd}$ и $F_{дq}$ по продольной оси *d-d* (оси обмотки возбуждения) и поперечной оси *q-q*. При этом

$$\begin{aligned} F_{дd} &= F_{1д}\cos\theta_д + F_{2д}\cos(\theta_д + 120°) + F_{3д}\cos(\theta_д - 120°) = \\ &= F_{2\,max}[\cos^2\theta_д + \cos^2(\theta_д + 120°) + \cos^2(\theta_д - 120°)] = \\ &= 1{,}5F_{2\,max} - 0{,}5F_{2\,max}[\cos 2\theta_д + \cos 2(\theta_д + 120°) + \\ &+ \cos 2(\theta_д - 120°)] = 1{,}5F_{2\,max}; \end{aligned} \quad (5.73а)$$

$$\begin{aligned} F_{дq} &= F_{1д}\sin\theta_д + F_{2д}\sin(\theta_д + 120°) + F_{3д}\sin(\theta_д - 120°) = \\ &= F_{2\,max}[\cos\theta_д\sin\theta_д + \cos(\theta_д + 120°)\sin(\theta_д + 120°) + \\ &+ \cos(\theta_д - 120°)\sin(\theta_д - 120°)] = 0{,}5F_{2\,max}[\sin 2\theta_д + \\ &+ \sin 2(\theta_д + 120°) + \sin 2(\theta_д - 120°)] = 0. \end{aligned} \quad (5.73б)$$

Таким образом, результирующую МДС ротора датчика можно представить пространственным вектором $\bar{F}_д$, который при любом угле $\theta_д$ направлен по продольной оси и имеет постоянную величину, равную $1{,}5F_{2\,max}$ (рис. 5.36, *а*).

МДС соответствующих фаз ротора приемника *П* (рис. 5.36, *б*) отличаются от МДС фаз ротора датчика только знаком, так как ток в фазах обмотки ротора приемника направлен противоположно току в фазах обмотки ротора датчика. Следовательно, результирующую МДС приемника также можно

представить пространственным вектором $\vec{F}_п$, величина которого не зависит от угла поворота роторов датчика и приемника и всегда равна $-1{,}5F_{2\,max}$. Ее продольная и поперечная составляющие

$$F_{пд} = -F_{1д}\cos\theta_п - F_{2д}\cos(\theta_п + 120°) - F_{3д}\cos(\theta_п - 120°) = \\ = -1{,}5F_{2\,max}\cos\theta; \qquad (5.74)$$

$$F_{пq} = -F_{1д}\sin\theta_п - F_{2д}\sin(\theta_п + 120°) - F_{3д}\sin(\theta_п - 120°) = \\ = -1{,}5F_{2\,max}\sin\theta. \qquad (5.75)$$

Знак «–» в (5.74) и (5.75) показывает на то, что *вектор результирующей МДС* $\vec{F}_д$ *поворачивается в противоположную сторону относительно результирующей МДС* $\vec{F}_д$. Так, например, если установить ротор приемника в положение $\theta_п = 0$ и повернуть ротор датчика на угол $\theta_д = 60°$ по часовой стрелке (рис. 5.36, *а*), то вектор МДС $\vec{F}_п$ повернется относительно ротора приемника на угол $\theta = \theta_д - \theta_п = 60°$, но в противоположном направлении, т. е. против часовой стрелки (рис. 5.36, *б*).

Выходное напряжение сельсина-приемника. Продольная составляющая МДС ротора в датчике $F_{пd}$ компенсируется МДС, создаваемой компенсационным током, который поступает из сети в обмотку возбуждения (аналогично трансформатору). В приемнике МДС ротора создает пульсирующий магнитный поток, продольная составляющая которого $\Phi_{пd}$ индуцирует в выходной обмотке (обмотке возбуждения) ЭДС

$$E_{вых} = 4{,}44 f_1 w_1 k_{об1} \Phi_{пdm} \cos\theta = E_{1\,max}\cos\theta, \qquad (5.76)$$

где w_1 и $k_{об1}$ – число витков и обмоточный коэффициент обмотки статора сельсина; $E_{1\,max}$ – действующее значение ЭДС в выходной обмотке в случае, когда МДС $F_{2\,max}$ совпадает с осью этой обмотки.

При согласованном положении приемника и датчика на выходе целесообразно иметь нулевой сигнал. Поэтому ротор или статор приемника при согласованном положении ведущей и ведомой осей предварительно смещают на 90° относительно ротора или статора датчика.

При этом выходной сигнал изменяется по закону

$$U_{вых} \approx E_{вых} = E_{1\,max}\cos(90° - \theta) = E_{1\,max}\sin\theta. \qquad (5.77)$$

При выборе сельсина для определенного режима работы необходимо знать удельное выходное напряжение, т. е. значение $U_{вых}$, приходящееся на 1° угла рассогласования:

$$U_{уд} = E_{1\,max}\sin 1° = 0{,}0175 E_{1\,max}. \qquad (5.78)$$

Это значение обычно приводится в паспорте сельсина.

Для того чтобы зависимость выходного сигнала $U_{вых}$ от угла рассогласования была по возможности близкой к синусоидальной, *сельсины, предназначенные для работы в трансформаторном режиме, выполняют с неявно выраженными полюсами.* Этим достигаются существенное уменьшение высших гармонических в кривой ЭДС и повышение точности при передаче угла.

Точность. Точность сельсинов-датчиков, а также сельсинов-приемников, предназначенных для работы в трансформаторном режиме, определяют по ошибке асимметрии – отклонению фактических положений ротора, в которых ЭДС фаз обмотки синхронизации равны нулю, от теоретических (отстоящих друг от друга на 180°). Ошибки находят для каждой из трех фаз. Погрешность подсчитывают как полусумму максимальных положительных и отрицательных отклонений; в зависимости от класса точности она не должна превышать 1 – 30 угловых минут. Для работы сельсина-приемника в трансформаторном режиме большое значение имеет удельное выходное напряжение (напряжение при угле рассогласования, равном 1°); значение его составляет 0,5 – 2 В/град.

§ 5.13. ИНДИКАТОРНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ОДНОФАЗНЫХ СЕЛЬСИНОВ

Принцип действия. При индикаторном режиме на валу сельсина-приемника имеется незначительный момент сопротивления, поэтому для поворота ротора приемника вслед за поворотом ротора датчика требуется небольшой вращающий момент, который можно получить от приемника без дополнительных усилительных устройств. При работе сельсинов в рассматриваемом режиме обмотки возбуждения *В* датчика *Д* и приемника *П* включены в общую сеть переменного тока (рис. 5.37), а обмотки синхронизации соединены между собой линией связи ЛС. Пульсирующие магнитные потоки, создаваемые обмотками возбуждения датчика и приемника, индуцируют ЭДС в трех фазах обмоток синхронизации. Если между роторами датчика

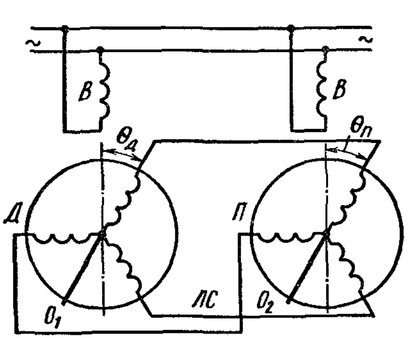


Рис. 5.37. Схема включения сельсинов при работе их в индикаторном режиме

и приемника имеется некоторый угол рассогласования θ, то по обмоткам синхронизации проходят токи, которые, взаимодействуя с потоком возбуждения, создают в датчике и приемнике синхронизирующие моменты. Эти моменты имеют противоположные направления и стремятся свести угол рассогласования к нулю. Обычно ротор датчика заторможен, поэтому его синхронизирующий момент воспринимается механизмом, поворачивающим ведущую ось O_1; синхронизирующий же момент приемника поворачивает ротор в ту же сторону и на тот же угол, на который поворачивается ротор датчика.

ЭДС и токи в обмотках синхронизации. В трех фазах обмотки синхронизации датчика поток возбуждения $\Phi_в$ индуцирует ЭДС $E_{1д}$, $E_{2д}$ и $E_{3д}$, значения которых определяются углом $\theta_д$ [см. (5.71)]. Так как обмотка возбуждения приемника присоединена к сети однофазного тока, то в фазах его обмотки синхронизации индуцируются ЭДС $E_{1п}$, $E_{2п}$, $E_{3п}$, которые определяются углом $\theta_п$ [зависимости их от $\theta_п$ аналогичны (5.71)].

ЭДС в одноименных фазах датчика и приемника направлены по контуру, образованному проводами линии связи, встречно, поэтому токи в фазах датчика и приемника соответственно равны:

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= (E_{1д} - E_{1п})/Z_2 = (E_{2max}/Z_2)(\cos\theta_д - \cos\theta_п) = \\ &= I_{2max}(\cos\theta_д - \cos\theta_п); \\ I_2 &= I_{2max}[\cos(\theta_д + 120°) - \cos(\theta_п + 120°)]; \\ I_3 &= I_{2max}[\cos(\theta_д - 120°) - \cos(\theta_п - 120°)]. \end{aligned}\right\} \quad (5.79)$$

МДС ротора. При рассмотрении теории работы сельсинов в индикаторном режиме целесообразно токи в фазах обмоток синхронизации представить в виде двух составляющих:

$$I_1 = I_{1д} + I_{1п};\ I_2 = I_{2д} + I_{2п};\ I_3 = I_{3д} + I_{3п}, \quad (5.80)$$

где составляющие с индексом «д» обусловлены наличием ЭДС $E_д$ в обмотках датчика, а с индексом «п» – ЭДС $E_п$ в обмотках приемника. Это позволяет при определении МДС в датчике и приемнике использовать результаты, полученные в § 5.12. Действительно, составляющие токов $I_{1д}$, $I_{2д}$ и $I_{3д}$ создают в датчике МДС $F_{д.д} = F_{д.дd} = 1{,}5F_{2max}$, направленную по продольной оси, а в приемнике МДС $F_{п.д} = -1{,}5F_{2max}$, продольная и поперечная составляющие которой равны $F_{п.дd} = -1{,}5F_{2max}\cos\theta$ и $F_{п.дq} = -1{,}5F_{2max}\sin\theta$. Составляющие токов $I_{1п}$, $I_{2п}$ и $I_{3п}$ создают в приемнике МДС $F_{п.п} = F_{п.пd} = 1{,}5F_{2max}$, направленную по продольной оси, а в датчике МДС $F_{д.п}$, продольная и поперечная составляющие которой равны $F_{д.пd} = -1{,}5F_{2max}\cos\theta$ и $F_{д.пq} = = 1{,}5F_{2max}\sin\theta$. При этом результирующие МДС (рис. 5.38)

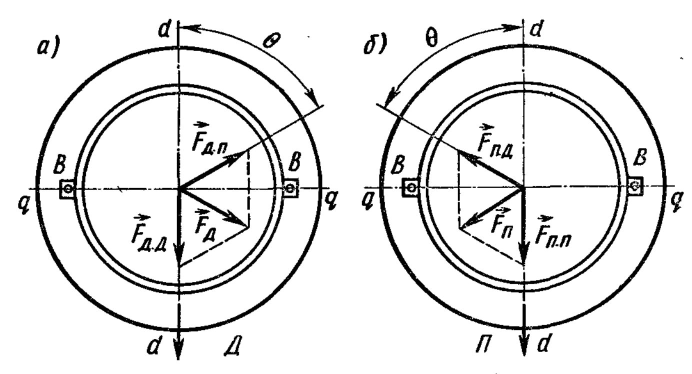


Рис. 5.38. Векторы МДС ротора в датчике $\vec{F}_д$ (*а*) и в приемнике $\vec{F}_п$ (*б*)

имеют следующие составляющие в датчике и приемнике соответственно:

$$\left.\begin{aligned} F_{дd} &= F_{д.дd} + F_{д.пd} = 1{,}5F_{2\max}(1 - \cos\theta); \\ F_{д.q} &= F_{д.пq} = 1{,}5F_{2\max}\sin\theta; \end{aligned}\right\} \qquad (5.81)$$

$$\left.\begin{aligned} F_{пd} &= F_{п.пd} + F_{п.дd} = 1{,}5F_{2\max}(1 - \cos\theta); \\ F_{пq} &= F_{п.дq} = -1{,}5F_{2\max}\sin\theta. \end{aligned}\right\} \qquad (5.82)$$

При $\theta = 0$ МДС в датчике и приемнике равны нулю, так как ЭДС в фазах обмоток синхронизации датчика и приемника взаимно компенсируются, и ток в этих фазах отсутствует.

При наличии угла рассогласования появляются токи и МДС ротора, величины которых в датчике и приемнике одинаковы:

$$F_д = F_п = \sqrt{F_d^2 + F_q^2} = 1{,}5F_{2\max}\sqrt{(1-\cos\theta)^2 + \sin^2\theta} =$$
$$= 1{,}5F_{2\max}\sqrt{2 - 2\cos\theta} = 3F_{2\max}\sin(\theta/2). \qquad (5.83)$$

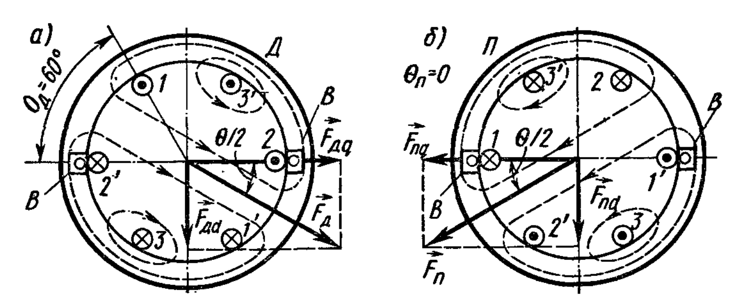


Рис. 5.39. Векторы МДС ротора в датчике $\vec{F}_д$ (*а*) и в приемнике $\vec{F}_п$ (*б*) при повороте ротора датчика

На рис. 5.39, *а* и *б* показаны пространственные векторы МДС датчика и приемника при $\theta_д = 60°$ и $\theta_п = 0$. Вектор МДС ротора датчика $\vec{F}_д$ смещается относительно поперечной оси в сторону поворота датчика на угол $\theta/2 = 30°$. В приемнике МДС вектор $\vec{F}_п$ смещается на такой же угол $\theta/2 = 30°$, но в обратном направлении, и поперечная составляющая $F_{пq}$ направлена противоположно поперечной составляющей МДС $F_{дq}$ ротора датчика.

Синхронизирующий момент. Продольные составляющие МДС роторов датчика $F_{дd}$ и приемника $F_{пd}$ создают в обмотках возбуждения компенсационные токи (аналогично трансформатору), МДС которых компенсирует действие МДС $F_{дd}$ и $F_{пd}$. Поперечные составляющие $F_{дq}$ и $F_{пq}$, оставшиеся нескомпенсированными, взаимодействуют с потоком статора, создавая в датчике и приемнике синхронизирующие моменты, которые в датчике и приемнике направлены в различные стороны и стремятся повернуть оба ротора в согласованное положение.

Векторная диаграмма для ротора сельсина-приемника (рис. 5.40) подобна векторной диаграмме для ротора асинхронного двигателя. Поперечная составляющая МДС ротора $\dot{F}_q$ совпадает по фазе с током ротора $\dot{I}_{2max}$ и отстает от вектора потока возбуждения $\dot{\Phi}_в$ на угол $\beta = 90° + \psi_2$. Величину и направление синхронизирующего момента можно определить так же, как в асинхронной машине нормального исполнения, считая, что момент создается активной составляющей тока ротора.

Мгновенное значение синхронизирующего момента пропорционально произведению мгновенного значения потока возбуждения на мгновенное значение поперечной составляющей МДС F_q ротора:

$$m_{сн} = C_1\Phi_{вm} \sin \omega t F_q \sin(\omega t - \beta),$$

или, учитывая, что $F_q = 1{,}5F_{2max} \sin\theta$,

$$m_{сн} = C_2\Phi_{вm}F_{2max} \sin\theta\,[\cos\beta - \cos(2\omega t - \beta)],$$

где C_1 и C_2 – постоянные.

Следовательно, при заданном угле рассогласования θ синхронизирующий момент изменяется в соответствии с изменением угла ωt.

Среднее значение синхронизирующего момента

$$M_{сн} = C_1\Phi_{вm}F_q \cos\beta = C_2\Phi_{вm}F_{2\,max} \sin\theta \sin\psi_2.$$

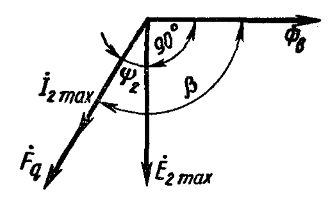


Рис. 5.40. Векторная диаграмма для ротора сельсина-приемника

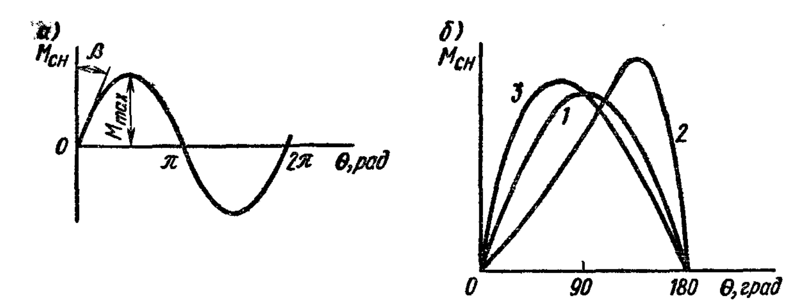


Рис. 5.41. Зависимости синхронизирующего момента от угла рассогласования

Принимая $\sin\psi_2 = \text{const}$ и обозначая $C_2\Phi_{вm}F_{2\max}\sin\psi_2 = M_{\max}$, получаем

$$M_{сн} = M_{\max}\sin\theta. \tag{5.84}$$

Таким образом, *среднее значение синхронизирующего момента пропорционально синусу угла рассогласования* (рис. 5.41, *а*). Для того чтобы сельсины обладали свойствами самосинхронизации в пределах одного оборота, их обычно выполняют двухполюсными; при этом геометрический угол поворота ротора θ соответствует «электрическому» углу. Из рассмотрения рис. 5.41, *а* следует, что синхронизирующий момент равен нулю при углах рассогласования $\theta = 0$ и $\theta = 180°$, т. е. в рассматриваемой системе передачи угла при изменении угла рассогласования на 360° имеются две точки согласованного положения роторов датчика и приемника. Однако в действительности согласованное положение соответствует углу $\theta = 0$, так как при $\theta = 180°$ наблюдается неустойчивое равновесие: при малейшем отклонении ротора в ту или иную сторону от этой точки возникает синхронизирующий момент, стремящийся ликвидировать угол рассогласования θ и сделать его равным нулю.

Как следует из (5.84), максимальный синхронизирующий момент $M_{\max}$ зависит от произведения $F_{2\max}\sin\psi_2$. Так как $F_{\max} = 0{,}9E_{2\max}w_2k_{об2}/Z_2$, а $\sin\psi_2 = X_2/Z_2$, то момент

$$M_{\max} = A\Phi_{вm}E_{2\max}X_2/Z_2^2 = BU_в^2X_2/(R_2^2 + X_2^2), \tag{5.85}$$

где A и B – постоянные; $U_в$ – напряжение, подаваемое на обмотку возбуждения сельсинов; Z_2, R_2, X_2 – суммарные полное, активное и индуктивное сопротивления последовательно включенных фаз датчика и приемника (для сельсинов с явно выраженными полюсами берутся значения Z_2, R_2 и X_2, приведенные к поперечной оси сельсина).

Взяв производную момента M_{max} по X_2 и приравняв ее нулю, можно определить, что при $X_2 = R_2$ этот момент имеет наибольшую величину.

Синусоидальная зависимость синхронизирующего момента от угла рассогласования (рис. 5.41, *а*) наблюдается лишь в том случае, если индуктивные сопротивления обмоток ротора по продольной и поперечной осям равны: $X_{2d} = X_{2q}$, т. е. при наличии магнитной симметрии контура, по которому замыкается переменный поток ротора.

В сельсинах с неявновыраженными полюсами магнитная симметрия для переменного потока нарушается из-за того, что продольный поток сцеплен с обмоткой возбуждения, включенной в сеть с небольшим сопротивлением. Вследствие этого в сельсинах с неявновыраженными полюсами $X_{2d} < X_{2q}$, и кривая синхронизирующего момента несколько изменяется по сравнению с идеализированными условиями (рис. 5.41, *б*, кривая *1*). Она имеет максимум при углах рассогласования, больших 90° (кривая *2*). Чтобы увеличить синхронизирующий момент при малых углах рассогласования, сельсины, предназначенные для работы в индикаторном режиме, выполняют, как правило, с явновыраженными полюсами, на которых располагают сосредоточенную обмотку возбуждения. В результате проводимость по продольной оси повышается, и максимум синхронизирующего момента достигается при угле, меньшем 90° (кривая *3*), так как в этом случае $X_{2d} > X_{2q}$. Физически это объясняется тем, что в машине имеются дополнительные вращающие моменты, стремящиеся поставить ротор в положение, при котором его потокосцепления максимальны.

Важной характеристикой сельсина является удельный синхронизирующий момент (момент, приходящийся на 1° угла рассогласования):

$$\boxed{M_{сн.уд} = M_{max} \sin 1° = 0{,}0175 M_{max}.} \qquad (5.86)$$

Момент $M_{сн.уд}$ пропорционален тангенсу угла наклона β характеристики $M_{сн} = f(\theta)$ в ее начальной части (см. рис. 5.41, *а*). Чем больше значения $M_{сн.уд}$, тем меньший угол рассогласования требуется для преодоления момента, возникающего от сил сопротивления, действующих на ротор, и, следовательно, тем меньше статическая погрешность сельсина. На рис. 5.42, *а* показаны кривые *1* и *2* изменения синхронизирующего момента для двух сельсинов-приемников, имеющих различные удельные синхронизирующие моменты. При одинаковом моменте сопротивления $M_с$ погрешность θ_1 сельсина с большим удельным синхронизирующим моментом $M_{сн.уд1}$ меньше погрешности θ_2 сельсина с меньшим $M_{сн.уд2}$.

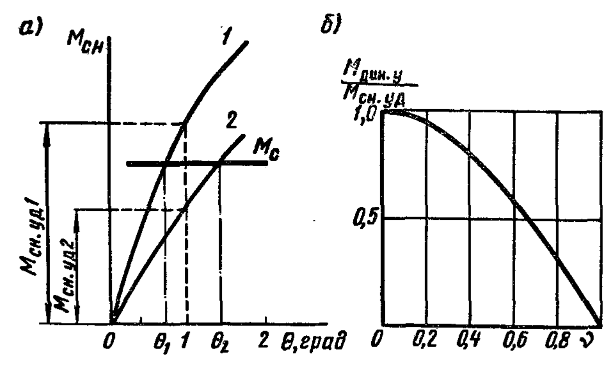


Рис. 5.42. Зависимости синхронизирующего момента от угла рассогласования при различных значениях $M_{сн.уд}$ и отношения $M_{дин.уд}/M_{сн.уд}$ от относительной частоты вращения ротора

При работе сельсинов в режиме непрерывного вращения кроме рассмотренных трансформаторных ЭДС в фазах обмоток роторов датчика и приемника возникают ЭДС вращения, которые по мере роста частоты вращения n снижают синхронизирующий момент. Удельный динамический синхронизирующий момент $M_{дин.уд}$ в режиме вращения можно определить, используя метод симметричных составляющих. Однако в практических расчетах при частотах вращения, не превышающих 20 % от синхронной частоты $n_1 = 60f_1/p$, часто используют эмпирическую формулу

$$M_{дин.уд} = M_{сн.уд} \cos(\pi\nu/2), \tag{5.87}$$

где $\nu = n/n_1$ – относительная частота вращения ротора сельсина.

На рис. 5.42, *б* показана зависимость отношения $M_{дин.уд}/M_{сн.уд}$ от относительной частоты вращения ν. Обычно при $\nu = 0{,}1 \div 0{,}2$ динамический синхронизирующий момент $M_{дин} \approx M_{сн}$. Поэтому если требуется осуществить синхронное вращение при больших абсолютных значениях частоты вращения, то обмотку возбуждения целесообразно питать от источника переменного тока повышенной частоты (чтобы относительная частота вращения ν была небольшой).

Точность. Погрешности при работе сельсинов в индикаторном и трансформаторном режимах вызываются электрической, магнитной и механической асимметрией датчика и приемника, обусловленной технологическими причинами, влиянием высших гармонических в кривой МДС ротора, влиянием сопротивления линии связи, изменением напряжения питающей сети и др. Кроме того, при работе сельсинов в трансформаторном режиме

на точность отработки угла значительно влияет ток нагрузки в выходной обмотке, а при работе в индикаторном режиме — тормозной момент на валу приемника.

Технологические причины погрешностей можно устранить при изготовлении сельсинов, обеспечив высокую точность штамповки листов ротора и статора, а также сборки их пакетов; строгую концентричность цилиндрических поверхностей ротора и статора (равномерность воздушного зазора), тщательную балансировку ротора и пр.

Высшие гармонические в кривой МДС ротора можно уменьшить путем применения синусных (точных) обмоток, делая скос пазов и выбирая благоприятные соотношения между полюсной дугой и зубцовым делением.

При работе сельсинов в трансформаторном режиме весьма важно, чтобы при $\theta = 0$ остаточное напряжение в выходной обмотке (нулевой сигнал) было мало. В современных сельсинах благодаря высокому качеству изготовления и использованию точных обмоток нулевой сигнал уменьшают до 0,2—0,3%.

В индикаторном режиме точность сельсина-приемника характеризуется погрешностью $\Delta\theta$, которая определяется как полусумма максимального положительного $\Delta\theta_{max\,1}$ и отрицательного $\Delta\theta_{max\,2}$ отклонений ротора приемника от согласованного с ротором датчика положения за один оборот:

$$\Delta\theta = 0{,}5\,(\Delta\theta_{max\,1} + \Delta\theta_{max\,2}).$$

Погрешность $\Delta\theta$ определяется путем поворота ротора датчика на 360° сначала в направлении вращения часовой стрелки, а затем — в обратном направлении. В зависимости от класса точности сельсина-приемника погрешность не должна превышать 30—90 угловых минут.

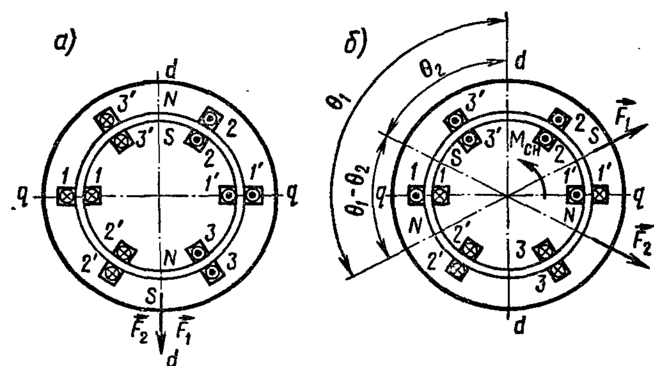
Удельный синхронизирующий момент сельсинов-приемников, работающих в индикаторном режиме, для машин различных мощностей составляет $(0{,}1-5)\,10^{-3}$ Н·м/град; момент сопротивления контактных сельсинов — $(0{,}3\div10)\,10^{-3}$ Н·м; добротность, т. е. отношение удельного синхронизирующего момента к моменту сопротивления, — 0,3—1,5; время успокоения, в течение которого останавливается ротор приемника после рассогласования на ±179°, —0,5—1,5 с. Точность сельсинов-датчиков определяют так же, как и при работе их в трансформаторном режиме.

§ 5.14. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ СЕЛЬСИНЫ

Дифференциальный сельсин используют в тех случаях, когда требуется поворачивать ведомую ось O_2 на угол, равный сумме или разности углов поворота двух ведущих осей O_1 и O'_1

Рис. 5.43. Схема включения дифференциального сельсина

Рис. 5.44. Векторы МДС ротора и статора в дифференциальном сельсине при повороте роторов датчиков



(рис. 5.43). При этом с ведущими осями механически связаны два сельсина-датчика *Д1* и *Д2*, а с ведомой осью – дифференциальный сельсин *ДС*. Сельсины-датчики выполнены обычно, т. е. имеют однофазную обмотку возбуждения и трехфазную обмотку синхронизации. Конструкция дифференциального сельсина подобна конструкции трехфазного асинхронного двигателя: он имеет на статоре и роторе по три распределенных обмотки, оси которых сдвинуты на 120°; обмотка статора присоединена к обмотке синхронизации датчика *Д2*, а обмотка ротора – к обмотке синхронизации датчика *Д1*.

В рассматриваемой схеме при любых углах поворота θ_1 и θ_2 роторов датчиков *Д1* и *Д2* в цепях обмоток синхронизации проходят токи, определяемые ЭДС, индуцированными в фазах соответствующих обмоток. В дифференциальном сельсине *ДС*, являющемся приемником, эти токи создают МДС статора F_1 и МДС ротора F_2, которые, так же как при работе сельсинов в трансформаторном режиме, смещены относительно оси первой фазы статора и ротора (от которой ведется отсчет) соответственно на углы θ_1 и θ_2.

Если $\theta_1 = \theta_2$ векторы МДС статора и ротора занимают одинаковые положения в пространстве, при этом между статором и ротором существуют только радиальные силы притяжения (рис. 5.44, *а*). При $\theta_1 \neq \theta_2$ (рис. 5.44, *б*) между векторами МДС

ротора и статора образуется угол $\theta = \theta_1 \mp \theta_2$ (знак «−» при повороте роторов датчиков в одну сторону и «+» при повороте роторов датчиков в противоположные стороны). В результате этого появляется синхронизирующий момент $M_{сн}$, под действием которого *ротор дифференциального сельсина поворачивается в сторону оси МДС статора* F_1, *т. е. происходит отработка угла* θ.

§ 5.15. МАГНЕСИНЫ

Магнесины – миниатюрные бесконтактные сельсины, применяемые в системах передачи угла при весьма малых моментах сопротивления на валу приемника (индикаторный режим) и малом расстоянии между датчиком и приемником. Статор магнесина выполняют из листового пермаллоя в виде тороида (рис. 5.45), на котором намотана спиральная обмотка, подключенная к сети переменного тока. Эта обмотка имеет два вывода – *б* и *в*, расположенных под углом 120° друг к другу и к точкам *а*, в которых подключены питающие провода. Линия связи (одним из ее каналов является питающая сеть) соединяет одноименные точки *а*, *б* и *в* обмоток статора датчика и приемника. Ротор магнесина представляет собой постоянный магнит цилиндрической формы, намагниченный по диаметру.

При питании обмотки статора переменным током, изменяющимся с частотой f_1, возникает переменный магнитный поток возбуждения $\Phi_в$, замыкающийся по тороиду. Пермаллой, из которого изготовлен тороид, резко изменяет свою магнитную проницаемость при подмагничивании, так как он имеет

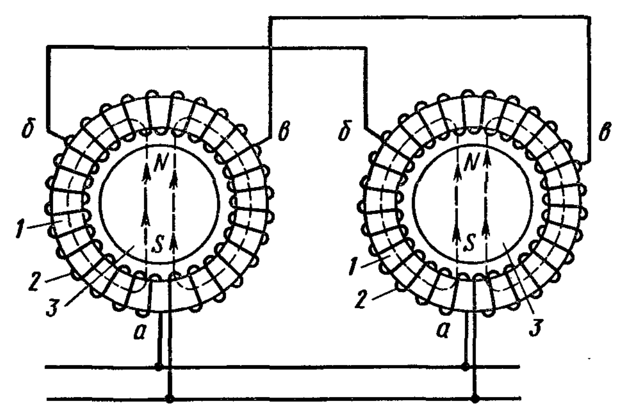


Рис. 5.45. Схема включения магнесинов:
1 – тороиды; *2* – обмотка статора; *3* – ротор

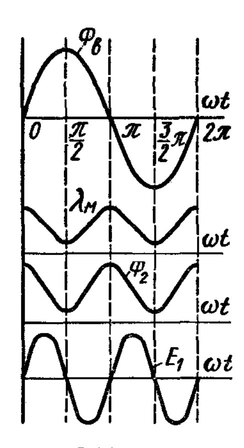


Рис. 5.46. Графики изменения во времени потоков $\Phi_в$ и Φ_2 магнитной проводимости $\lambda_м$ тороида и ЭДС E_1 в обмотке статора

весьма малую коэрцитивную силу (узкую петлю гистерезиса). Поэтому магнитная проводимость $\Lambda_м$ тороида зависит только от абсолютной величины потока $\Phi_в$ и изменяется с двойной частотой $2f_1$, достигая наибольшего и наименьшего значений соответственно при $\Phi_в$, равном нулю и положительному и отрицательному максимумам (рис. 5.46). Так как МДС ротора F_2, создаваемая постоянным магнитом, неизменна во времени, то поток ротора Φ_2 изменяется в соответствии с изменением $\Lambda_м$, т. е. пульсирует с двойной частотой $2f_1$. В результате на участках *аб, бв* и *ва* (см. рис. 5.45) обмотки статора индуцируются ЭДС E_1, изменяющиеся с частотой $2f_1^*$. Значения этих ЭДС зависят от положения ротора относительно указанных участков; суммарная же ЭДС по всему контуру обмотки в любой момент времени равна нулю.

Если датчик и приемник находятся в согласованном положении, то по проводам линии связи ток не проходит, так как соединяемые этими проводами точки обмоток приемника и датчика являются эквипотенциальными относительно как основной ЭДС, имеющей частоту f_1, так и ЭДС двойной частоты. Однако при рассогласовании, когда роторы приемника и датчика занимают различные положения, ЭДС двойной частоты, индуцируемые на одноименных участках обмоток приемника и датчика, различны и по ним проходят токи частоты $2f_1$. Эти токи, взаимодействуя с пульсирующим потоком Φ_2 ротора, создают синхронизирующие моменты, стремящиеся повернуть роторы датчика и приемника в согласованное положение. Относительно ЭДС основной частоты точки *а, б* и *в* датчика и приемника остаются эквипотенциальными в любых положениях ротора, так как поток возбуждения $\Phi_в$ замыкается по тороиду, минуя ротор.

Магнесины, как и сельсины, обладают свойством самосинхронизации в пределах одного оборота, так как роторы их поляризованы. Удельный синхронизирующий момент у них мал,

* На рис. 5.46 показаны графики изменения потоков $\Phi_в$ и Φ_2, магнитной проводимости $\Lambda_м$ и ЭДС E_1 в предположении, что все они являются синусоидальными функциями времени. В действительности кривые Φ_2, $\Lambda_м$ и E_1 будут содержать значительные высшие гармонические, вызванные нелинейностью кривой намагничивания тороида.

но из-за незначительных массы и инерции ротора магнесины позволяют на небольших расстояниях передавать угол со сравнительно малой погрешностью (1–2,5°).

§ 5.16. ТРЕХФАЗНЫЕ СЕЛЬСИНЫ

В схеме синхронной связи, выполненной на трехфазных сельсинах (рис. 5.47), в качестве датчика *Д* и приемника *П* используются два обычных асинхронных двигателя с фазными роторами. Обмотки статора подключают к общей трехфазной сети переменного тока, а обмотки ротора соединяют друг с другом через контактные кольца. При подключении обмоток статора датчика и приемника к сети в сельсинах возникает круговое вращающееся поле, которое индуцирует в одной из фаз ротора датчика ЭДС $e_д = E_m \sin(\omega t \pm \theta_д)$, а в одноименной фазе ротора приемника ЭДС $e_п = E_m \sin(\omega t \pm \theta_п)$, где $\theta_д$ и $\theta_п$ – углы, образуемые осями одноименных фаз ротора и статора для датчика и приемника.

Знак «+» ставится, если ротор датчика или приемника повернут навстречу вращающемуся полю, а «–» – если ротор датчика или приемника повернут в направлении поля.

При согласованном положении ведущей O_1 и ведомой O_2 осей, когда углы поворота роторов датчика и приемника равны, ЭДС $E_д$ и $E_п$, индуцированные в одноименных фазах роторов, равны и направлены встречно (рис. 5.48, *а*), вследствие чего по обмоткам роторов ток не проходит. При этом синхронизирующий момент $M_{сн} = 0$.

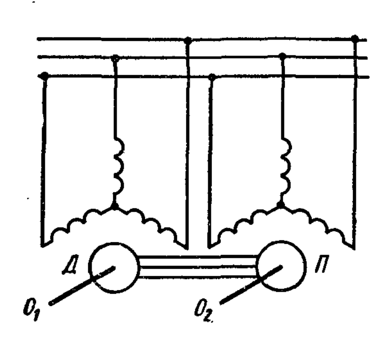


Рис. 5.47. Схема включения трехфазных сельсинов

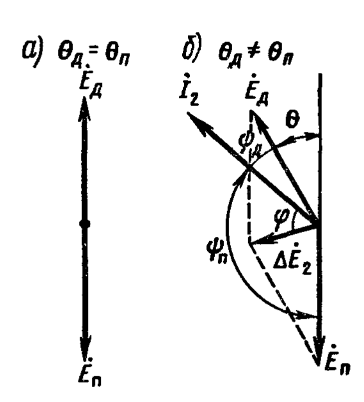


Рис. 5.48. Векторная диаграмма для роторной цепи трехфазных сельсинов при отсутствии и наличии рассогласования

При появлении угла рассогласования $\theta = \theta_д - \theta_п$ в контуре одноименных фаз обмотки ротора возникает сумма ЭДС $\Delta\dot{E}_2 = \dot{E}_д + \dot{E}_п$ (рис. 5.48, *б*), которая создает уравнительный ток

$$\dot{I}_2 = \Delta\dot{E}_2/(\underline{Z}_{2д} + \underline{Z}_{2п}) = \Delta\dot{E}_2/\underline{Z}_2.$$

Этот ток отстает от вектора $\Delta\dot{E}_2$ на угол φ, тангенс которого $\operatorname{tg}\varphi = X_2/R_2$. При взаимодействии уравнительного тока I_2 с магнитным потоком Φ в датчике и приемнике возникают синхронизирующие моменты $M_{сн.д} = c\Phi_m I_2 \cos\psi_д$; $M_{сн.п} = c\Phi_m I_2 \cos\psi_п$, где $\psi_д$ и $\psi_п$ – углы сдвига фаз между током ротора и ЭДС датчика и приемника.

Если ротор датчика повернут относительно ротора приемника на положительный угол θ, то в датчике активная составляющая тока I_2 совпадает с ЭДС $E_д$ (рис. 5.48, *б*). При этом синхронизирующий момент действует на ротор датчика в направлении вращения магнитного поля и стремится повернуть его в исходное положение. В роторе приемника активная составляющая тока I_2 противоположна по фазе ЭДС $E_п$, поэтому синхронизирующий момент стремится повернуть ротор приемника против направления вращения поля так, чтобы он занял согласованное с ротором датчика положение.

Одним из существенных недостатков трехфазных сельсинов является то, что синхронизирующие моменты в датчике и приемнике различны, так как различны углы $\psi_д$ и $\psi_п$, а следовательно, и активные составляющие тока I_2. При этом кривая $M_{сн} = f(\theta)$ имеет несимметричный характер, зависящий от направления вращения ротора. В результате точность передачи угла в схемах, выполненных на трехфазных сельсинах, также зависит от направления вращения ротора датчика.

Другим существенным недостатком трехфазных сельсинов является необходимость иметь трехфазный источник питания,

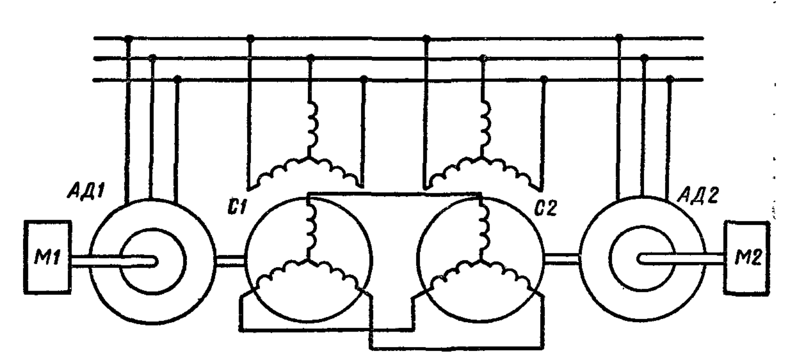


Рис. 5.49. Схема электрического вала

поэтому трехфазные сельсины применяют обычно только для синхронного вращения машин большой мощности.

На рис. 5.49 показана схема включения трехфазных сельсинов, называемая *электрическим валом*. В этой схеме рабочие механизмы *M1* и *M2* приводятся во вращение мощными асинхронными двигателями *АД1* и *АД2*. С ними спарены вспомогательные двигатели *C1* и *C2* (сельсины), соединенные между собой линией связи. При синхронном вращении валов ток в роторах сельсинов отсутствует. При наличии рассогласования в сельсинах возникают синхронизирующие моменты, один из которых увеличивает момент на валу отставшего механизма, а второй тормозит вал механизма, работающего с опережением. Вследствие этого система снова приходит в согласованное положение. Мощность вспомогательных асинхронных двигателей (сельсинов) обычно составляет 10–15% от мощности основных двигателей.

§ 5.17. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВРАЩАЮЩИХСЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ В СИСТЕМЕ ДИСТАНЦИОННОЙ ПЕРЕДАЧИ УГЛА

В ряде случаев для дистанционной передачи угла вместо сельсинов целесообразно применять вращающиеся трансформаторы, так как это позволяет уменьшить погрешности передачи (вращающиеся трансформаторы – машины более точные, чем сельсины). Кроме того, при этом представляется возможным использовать вращающийся трансформатор одновременно, как в качестве элемента дистанционной передачи, так и синусно-косинусного элемента вычислительных устройств.

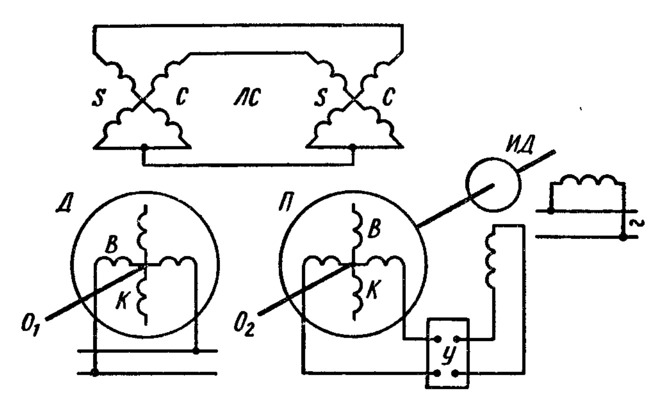


Рис. 5.50. Схема включения вращающихся трансформаторов в системе синхронной связи

Принципиальная схема дистанционной передачи угла на вращающихся трансформаторах (рис. 5.50) подобна схеме включения сельсинов при работе их в трансформаторном режиме (см. рис. 5.35). Ротор трансформатора-датчика *Д* механически связан с ведущей осью O_1, ротор трансформатора-приемника *П* – с ведомой осью O_2 и валом исполнительного двигателя *ИД*. Обмотки возбуждения *В* датчика и приемника расположены на роторах. Одна из них (датчика) подключена к сети однофазного тока, от другой (приемника) получает питание через усилитель *У* обмотка управления исполнительного двигателя *ИД*. Синусные и косинусные обмотки датчика и приемника расположены на статорах и соединены между собой трехпроводной линией связи.

При повороте ведущей оси и ротора датчика *Д* на некоторый угол $\theta_д$ в обмотках его статора индуцируются ЭДС, пропорциональные синусу и косинусу угла $\theta_д$. В результате по линии связи и по обмоткам статора приемника проходят соответствующие токи, при этом на зажимах обмотки возбуждения приемника возникает выходное напряжение. Это напряжение подается через усилитель *У* на обмотку управления исполнительного двигателя *ИД*, который поворачивает ведомую ось O_2 совместно с ротором приемника *П*. Когда ротор приемника поворачивается на угол $\theta_п = \theta_д$, напряжение на выходе обмотки возбуждения приемника становится равным нулю и поворот ротора датчика совместно с ведомой осью O_2 прекращается. Таким образом, в рассматриваемой передаче создаются такие же условия работы, как и при трансформаторном режиме однофазных сельсинов.

ГЛАВА 6
СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

§ 6.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Назначение. Синхронные машины используют главным образом в качестве источников электрической энергии переменного тока; их устанавливают на мощных тепловых, гидравлических и атомных электростанциях, а также на передвижных электростанциях и транспортных установках (тепловозах, автомобилях, самолетах). Конструкция синхронного генератора определяется в основном типом привода. В зависимости от этого различают турбогенераторы, гидрогенераторы и дизель-генераторы. Турбогенераторы приводятся во вращение паровыми или газовыми турбинами, гидрогенераторы – гидротурбинами, дизель-генераторы – двигателями внутреннего сгорания. Синхронные машины широко используют и в качестве электродвигателей при мощности 100 кВт и выше для привода насосов, компрессоров, вентиляторов и других механизмов, работающих при постоянной частоте вращения. Для генерирования или потребления реактивной мощности с целью улучшения коэффициента мощности сети и регулирования ее напряжения применяют синхронные компенсаторы.

В электробытовых приборах (магнитофонах, проигрывателях, киноаппаратуре) и системах управления широкое применение получили различные синхронные микромашины – с постоянными магнитами, индукторные, реактивные, гистерезисные, шаговые.

В 1876 г. русский ученый *П. Н. Яблочков* разработал несколько образцов многофазных синхронных генераторов с электромагнитным возбуждением и электрически несвязанными фазами, предназначенных для питания созданных им дуговых электрических ламп (свечи Яблочкова). Первый трехфазный синхронный генератор изобрел известный русский электротехник *М. О. Доливо-Добровольский*. Этот генератор имел мощность 230 кВ · А, приводился во вращение от гидротурбины и обеспечивал электроснабжение международной электротехнической выставки в г. Франкфурте в 1891 г. по четырехпроводной электрической линии трехфазного тока.

Основная электромагнитная схема синхронных машин с тех пор оставалась неизменной, но усовершенствовалось их конструктивное выполнение и возросли электромагнитные нагрузки, что позволило значительно улучшить массогабарит-

ные и энергетические показатели и нагрузочную способность синхронных машин. Особенно большие выгоды в этом отношении дало применение в крупных машинах водородного и водяного охлаждения.

В разработке теории синхронных машин и совершенствовании их конструкции важная роль принадлежит советским ученым *А. Е. Алексееву, А. А. Гореву, Р. А. Лютеру, М. П. Костенко, В. А. Толвинскому* и др. Синхронные генераторы большой мощности разрабатывались на основе работ *А. И. Бертинова, А. И. Глебова, Д. Е. Ефремова, В. В. Романова, И. Д. Урусова, Г. М. Хуторецкого* и др.

В настоящее время советской электропромышленностью для тепловых и атомных электростанций разработана и выпускается серия унифицированных турбогенераторов мощностью 63, 125, 320, 500 и 800 МВт и уникальные турбогенераторы мощностью 1000 МВт для атомных электростанций и 1200 МВт для тепловых электростанций. Для гидроэлектростанций созданы гидрогенераторы мощностью 350, 590 и 640 МВт, а также обратимые генераторы-двигатели для гидроаккумулирующих электростанций мощностью 200–300 МВт. Для высоковольтных линий электропередачи выпускаются синхронные компенсаторы мощностью до 350 МВ · А. Планируется начать разработки турбогенераторов мощностью 1600–2000 МВт и гидрогенераторов мощностью 1000 МВт.

Принцип действия. Статор *1* синхронной машины (рис. 6.1, *а*) выполнен так же, как и асинхронной: на нем расположена трехфазная (в общем случае многофазная) обмотка *3*. Обмотку ротора *4*, питаемую от источника постоянного тока, называют *обмоткой возбуждения*, так как она создает в машине магнитный поток возбуждения. Вращающуюся обмотку ротора соединяют с внешним источником постоянного тока посредством

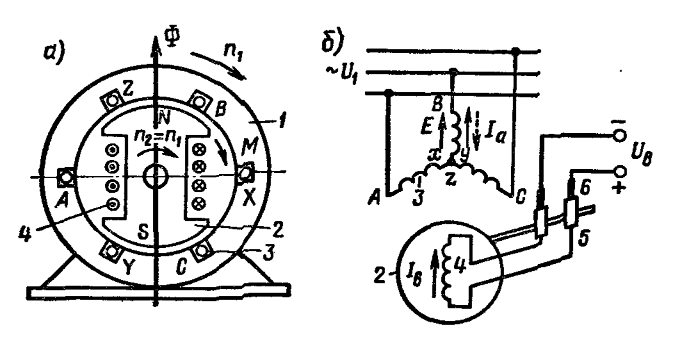


Рис. 6.1. Электромагнитная схема синхронной машины и схема ее включения

контактных колец *5* и щеток *6* (рис. 6.1, *б*). При вращении ротора *2* с некоторой частотой n_2 поток возбуждения пересекает проводники обмотки статора и индуцирует в ее фазах переменную ЭДС E, изменяющуюся с частотой

$$f_1 = pn_2/60. \tag{6.1}$$

Если обмотку статора подключить к какой-либо нагрузке, то проходящий по этой обмотке многофазный ток I_a создает вращающееся магнитное поле, частота вращения которого

$$n_1 = 60f_1/p. \tag{6.2}$$

Из (6.1) и (6.2) следует, что $n_1 = n_2$, т. е. что ротор вращается с той же частотой, что и магнитное поле статора. Поэтому рассматриваемую машину называют *синхронной*. Результирующий магнитный поток $\Phi_{рез}$ синхронной машины создается совместным действием МДС обмотки возбуждения и обмотки статора, и *результирующее магнитное поле вращается в пространстве с той же частотой, что и ротор*.

В синхронной машине обмотку, в которой индуцируется ЭДС и проходит ток нагрузки, называют *обмоткой якоря*, а часть машины, на которой расположена обмотка возбуждения, — *индуктором*. Следовательно, в приведенной машине (рис. 6.1) статор является якорем, а ротор — индуктором. Для принципа действия и теории работы машины не имеет значения — вращается якорь или индуктор, поэтому в некоторых случаях применяют синхронные машины с обращенной конструктивной схемой: обмотку якоря, к которой подключают нагрузку, располагают на роторе, а обмотку возбуждения, питаемую постоянным током, — на статоре. Такую машину называют *обращенной*. Обращенные машины имеют сравнительно небольшую мощность, так как у них затруднен отбор мощности от обмотки ротора.

Синхронная машина может работать автономно в качестве генератора, питающего подключенную к ней нагрузку, или параллельно с сетью, к которой присоединены другие генераторы. При работе параллельно с сетью она может отдавать или потреблять электрическую энергию, т. е. работать генератором или двигателем. При подключении обмотки статора к сети с напряжением U и частотой f_1 проходящий по обмотке ток создает, так же как в асинхронной машине, вращающееся магнитное поле, частота вращения которого определяется по (6.2). В результате взаимодействия этого поля с током $I_в$, проходящим по обмотке ротора, создается электромагнитный момент M, который при работе машины в двигательном режиме является вращающим, а при работе в генераторном режиме — тормоз-

ным. В рассматриваемой машине в отличие от асинхронной поток возбуждения (холостого хода) создается обмоткой постоянного тока, раположенной обычно на роторе. В установившемся режиме ротор неподвижен относительно магнитного поля и вращается с частотой вращения $n_1 = n_2$ независимо от механической нагрузки на валу ротора или электрической нагрузки.

Таким образом, для установившихся режимов работы синхронной машины характерны следующие особенности:

а) ротор машины, работающей как в двигательном, так и в генераторном режимах, вращается с постоянной частотой, равной частоте вращающегося магнитного поля, т. е. $n_2 = n_1$;

б) частота изменения ЭДС E, индуцируемой в обмотке якоря, пропорциональна частоте вращения ротора;

в) в установившемся режиме ЭДС в обмотке возбуждения не индуцируется; МДС этой обмотки определяется только током возбуждения и не зависит от режима работы машины.

§ 6.2. УСТРОЙСТВО СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Конструктивная схема машины. Синхронные машины выполняют с неподвижным или вращающимся якорем. Машины большой мощности для удобства отвода электрической энергии со статора или подвода ее выполняют с неподвижным якорем (рис. 6.2, *а*). Поскольку мощность возбуждения невелика по сравнению с мощностью, снимаемой с якоря (0,3 – 2 %), подвод постоянного тока к обмотке возбуждения с помощью двух колец не вызывает особых затруднений. Синхронные машины небольшой мощности выполняют как с неподвижным, так и с вращающимся якорем. В обращенной синхронной машине с вра-

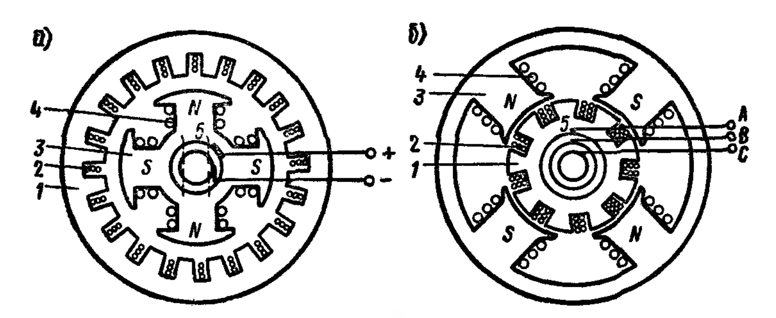


Рис. 6.2. Конструктивная схема синхронной машины с неподвижным и вращающимся якорем:

1 – якорь; *2* – обмотка якоря; *3* – полюсы индуктора; *4* – обмотка возбуждения; *5* – кольца и щетки

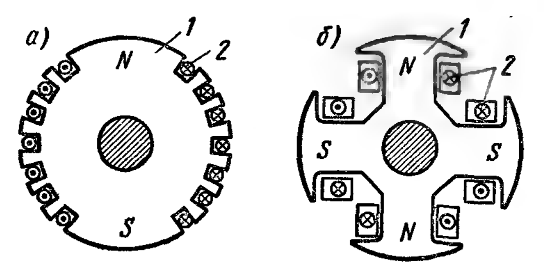


Рис. 6.3. Роторы синхронных неявнополюсной и явнополюсной машин:
1 – сердечник ротора; 2 – обмотка возбуждения

щающимся якорем и неподвижным индуктором (рис. 6.2, *б*) нагрузка подключается к обмотке якоря посредством трех колец.

Конструкция ротора. В синхронных машинах применяют две различные конструкции ротора: *неявнополюсную* – с неявновыраженными полюсами (рис. 6.3, *а*) и *явнополюсную* – с явновыраженными полюсами (рис. 6.3, *б*).

Двух- и четырехполюсные машины большой мощности, работающие при частоте вращения ротора 1500 и 3000 об/мин, изготовляют, как правило, с неявнополюсным ротором. Применение в них явнополюсного ротора невозможно по условиям обеспечения необходимой механической прочности крепления полюсов и обмотки возбуждения. Обмотку возбуждения в такой машине размещают в пазах сердечника ротора, выполненного из массивной стальной поковки, и укрепляют немагнитными клиньями. Лобовые части обмотки, на которые воздействуют значительные центробежные силы, крепят с помощью стальных массивных бандажей. Для получения приблизительно синусоидального распределения магнитной индукции обмотку возбуждения укладывают в пазы, занимающие $^2/_3$ полюсного деления.

Явнополюсный ротор обычно используют в машинах с четырьмя полюсами и более. Обмотку возбуждения в этом случае выполняют в виде цилиндрических катушек прямоугольного сечения, которые размещают на сердечниках полюсов и укрепляют с помощью полюсных наконечников. Ротор, сердечники полюсов и полюсные наконечники изготовляют из листовой стали.

В синхронной машине (рис. 6.4) сердечник статора собирают из изолированных листов электротехнической стали и на нем располагают трехфазную обмотку якоря. На роторе размещают обмотку возбуждения. В явнополюсных машинах полюсным наконечникам обычно придают такой профиль,

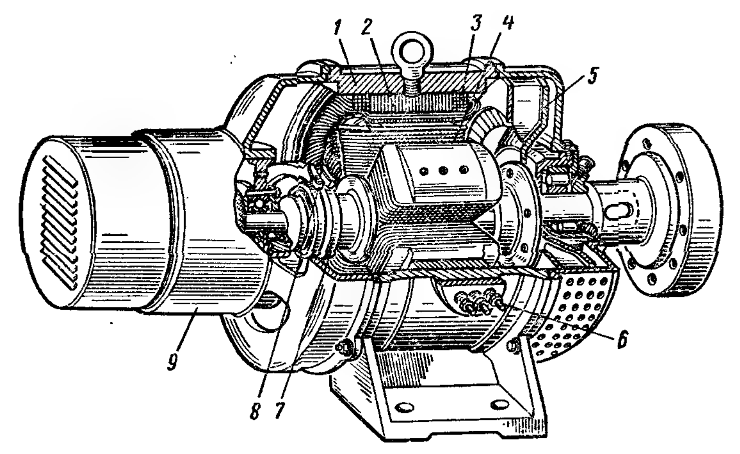


Рис. 6.4. Устройство явнополюсной машины:
1 – корпус; *2* – сердечник статора; *3* – обмотка статора; *4* – ротор; *5* – вентилятор; *6* – выводы обмоток; *7* – контактные кольца; *8* – щетки; *9* – возбудитель

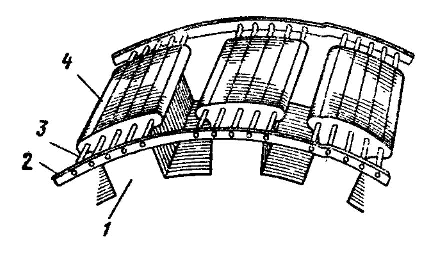


Рис. 6.5. Устройство пусковой обмотки в синхронных двигателях:
1 – полюсы ротора; *2* – короткозамыкающие кольца; *3* – стержни «беличьей клетки»; *4* – полюсные наконечники

чтобы воздушный зазор между полюсным наконечником и статором был минимальным под серединой полюса и максимальным у его краев, благодаря чему кривая распределения индукции в воздушном зазоре приближается к синусоиде.

В полюсных наконечниках синхронных двигателей с явнополюсным ротором размещают стержни *пусковой обмотки* (рис. 6.5), выполненной из материала с повышенным удельным электрическим сопротивлением (латуни). Такую же обмотку (типа «беличья клетка»), состоящую из медных стержней, применяют и в синхронных генераторах; ее называют *успокоительной* или *демпферной обмоткой*, так как она обеспечивает быстрое затухание колебаний ротора, возникающих в переходных режимах работы синхронной машины. Если синхронная машина выполнена с массивными полюсами, то при пуске и переходных режимах в них возникают вихревые токи, действие которых эквивалентно действию тока в короткозамкнутой обмотке.

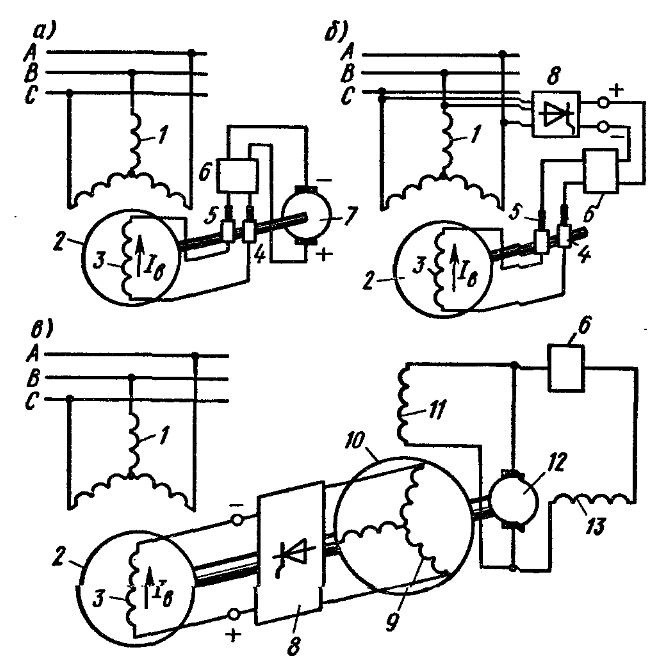


Рис. 6.6. Схемы возбуждения синхронной машины:

1 – обмотка якоря; *2* – ротор генератора; *3* – обмотка возбуждения; *4* – кольца; *5* – щетки; *6* – регулятор напряжения; *7* – возбудитель; *8* – выпрямитель; *9* – обмотка якоря возбудителя; *10* – ротор возбудителя; *11* – обмотка возбуждения возбудителя; *12* – подвозбудитель; *13* – обмотка возбуждения подвозбудителя

Питание обмотки возбуждения. В зависимости от способа питания обмотки возбуждения различают системы независимого возбуждения и самовозбуждения. При *независимом возбуждении* в качестве источника для питания обмотки возбуждения служит генератор постоянного тока (возбудитель), установленный на валу ротора синхронной машины (рис. 6.6, *а*), либо отдельный вспомогательный генератор, приводимый во вращение синхронным или асинхронным двигателем. При *самовозбуждении* обмотка возбуждения питается от обмотки якоря через управляемый или неуправляемый выпрямитель – обычно полупроводниковый (рис. 6.6, *б*). Мощность, необходимая для возбуждения, сравнительно невелика и составляет 0,3–3 % от мощности синхронной машины.

В мощных генераторах кроме возбудителя обычно применяют *подвозбудитель* – небольшой генератор постоянного тока, служащий для возбуждения основного возбудителя. Основным

возбудителем в этом случае может служить синхронный генератор совместно с полупроводниковым выпрямителем. Питание обмотки возбуждения через полупроводниковый выпрямитель, собранный на диодах или на тиристорах, широко применяют как в двигателях и генераторах небольшой и средней мощности, так и в мощных турбо- и гидрогенераторах (тиристорная система возбуждения). Регулирование тока возбуждения $I_в$ осуществляется автоматически специальными регуляторами возбуждения, однако в машинах небольшой мощности применяется регулировка и вручную реостатом, включенным в цепь обмотки возбуждения. При необходимости форсирования возбуждения генератора повышают напряжение возбудителя и увеличивают выходное напряжение выпрямителя.

В современных синхронных генераторах применяют так называемую бесщеточную систему возбуждения (рис. 6.6, *в*). При этом в качестве возбудителя используют синхронный генератор, у которого обмотка якоря расположена на роторе, а выпрямитель укреплен непосредственно на валу. Обмотка возбуждения возбудителя получает питание от подвозбудителя, снабженного регулятором напряжения. При таком способе возбуждения в цепи питания обмотки возбуждения генератора отсутствуют скользящие контакты, что существенно повышает надежность системы возбуждения.

§ 6.3. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ СИНХРОННЫХ МАШИН БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

В синхронных машинах большой мощности отдельные части испытывают очень большие механические и электромагнитные нагрузки; по интенсивности нагрузок они превосходят все другие электрические машины. Поэтому в них выделяется большое количество теплоты, что требует применения весьма интенсивного охлаждения.

Стремление получить максимальную мощность в заданных габаритах или минимальные габариты при заданной мощности, характерное для проектирования всех электрических машин, в синхронных машинах привело к появлению своеобразных конструкций, сильно отличающихся друг от друга и определяемых в основном типом первичного двигателя.

По конструкции крупные синхронные машины подразделяют на турбогенераторы, гидрогенераторы, дизель-генераторы, синхронные компенсаторы и синхронные двигатели.

Турбогенераторы. Эти машины, приводимые во вращение быстроходными паровыми или газовыми турбинами, выпол-

няют неявнополюсными. Турбогенераторы, предназначенные для установки на тепловых электростанциях обычного типа, работают, как правило, при максимально возможной частоте вращения 3000 об/мин (имеют два полюса), что позволяет существенно уменьшить габариты и массу машины, а также паровой турбины. На атомных электростанциях реакторы вырабатывают пар с относительно низкими температурой и давлением. Поэтому для них более экономичными являются турбины и турбогенераторы с частотой вращения 1500 об/мин (они имеют четыре полюса). Однако из-за этого значительно увеличивается диаметр ротора турбогенератора (при одинаковой мощности приблизительно в $\sqrt{2}$ раза).

Турбогенераторы выполняют с горизонтальным расположением вала ротора (рис. 6.7). При мощности до 30 МВт они имеют поверхностное или косвенное (посредством обдува) воздушное охлаждение, а при бо́льших мощностях – косвенное водородное. В турбогенераторах мощностью более 60 МВт применяют непосредственное внутреннее охлаждение проводов обмоток водородом, дистиллированной водой и трансформаторным маслом.

В турбогенераторах с косвенным водородным охлаждением давление водорода составляет $0{,}05 \cdot 10^5$ Па, при этом исключается проникновение воздуха внутрь корпуса через неплотности и масляные уплотнения концов вала. Смесь водорода с воздухом взрывоопасна при содержании водорода в смеси от 7 до 70%, поэтому содержание водорода в корпусе поддерживается на уровне примерно 97%. Несмотря на это, корпус машины с водородным охлаждением обычно рассчитывают так, чтобы давление, развивающееся при возможном взрыве водорода, не повредило машину.

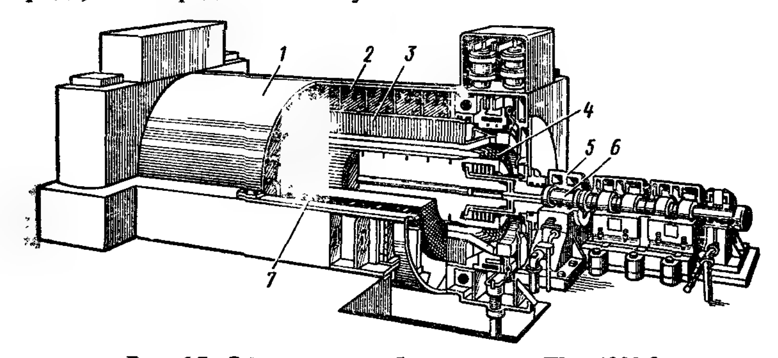


Рис. 6.7. Общий вид турбогенератора ТВВ-1200-2:
1 – корпус; *2* – камеры для сбора и распределения охлаждающего газа; *3* – статор; *4* – обмотка статора; *5* – подшипник; *6* – вал; *7* – ротор

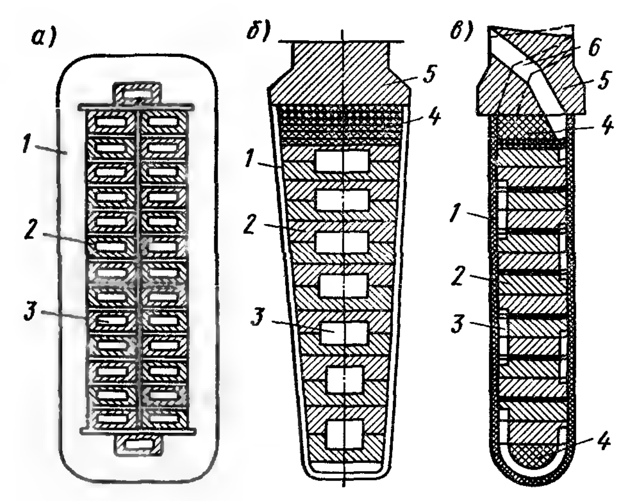


Рис. 6.8. Выполнение внутренних каналов в обмотках статора (*а*) и ротора (*б*, *в*) в турбогенераторах с непосредственным охлаждением:

1 – пазовая изоляция; *2* – полые проводники; *3* – каналы для прохода охлаждающего вещества; *4* – изоляционные прокладки; *5* – клин; *6* – канал для забора и выброса охлаждающего газа из зазора между ротором и статором

В турбогенераторах с непосредственным (внутренним) охлаждением охлаждающее вещество циркулирует внутри проводников обмоток (рис. 6.8, *а*) или по каналам, непосредственно соприкасающимся с проводниками (рис. 6.8, *б*, *в*). При использовании для этой цели водорода давление в машине повышается до $(3-4)\,10^5$ Па, что обеспечивает значительное увеличение теплоемкости, коэффициента теплопередачи и способности к теплоудалению по сравнению с воздухом при атмосферном давлении (примерно в 3–4 раза). Еще большей способностью к теплоудалению обладают трансформаторное масло и вода (при одинаковой скорости движения охлаждающей среды масло может унести теплоты в 16,5 раз, а вода – в 125 раз больше, чем воздух).

В настоящее время применяются следующие системы непосредственного охлаждения турбогенераторов:

а) аксильная система охлаждения обмоток статора, ротора и сердечника статора водородом повышенного давления, который подается с помощью центробежного компрессора, установленного на валу ротора (рис. 6.9, *а*), проходит по аксиальным каналам сердечника статора и полым проводникам обмоток статора и ротора и поступает в газоохладитель, охлаждаемый водой;

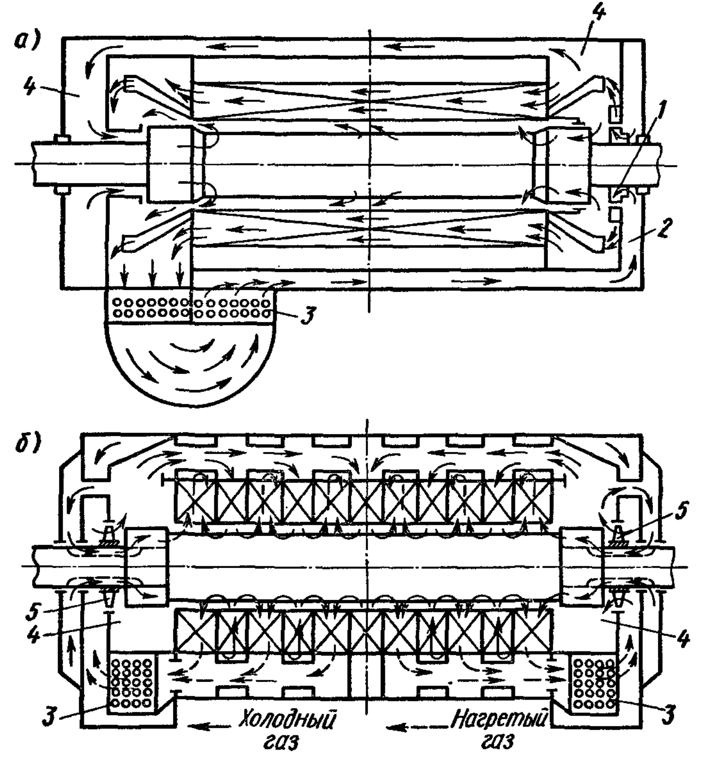


Рис. 6.9. Схемы непосредственного водородного охлаждения турбогенераторов:

1 – компрессор; *2* – отсек низкого давления; *3* – газоохладитель; *4* – отсеки высокого давления; *5* – вентиляторы

б) многоструйная радиальная система охлаждения водородом повышенного давления (рис. 6.9, *б*), в которой обмотка ротора имеет непосредственное охлаждение, а обмотка статора – поверхностное. При этом водород нагнетается двумя вентиляторами, установленными по концам вала, и разделяется на отдельные струи, которые охлаждают лобовые части обмоток статора и ротора, сердечник статора (проходя по радиальным каналам), обмотку ротора и наружные поверхности статора и ротора. Отдельные струи сходятся в центральной части машины и подаются оттуда в газоохладители, которые встраивают в корпус машины;

в) многоструйная радиальная система охлаждения сердечника статора и обмотки ротора водородом и одноструйная система охлаждения обмотки статора водой;

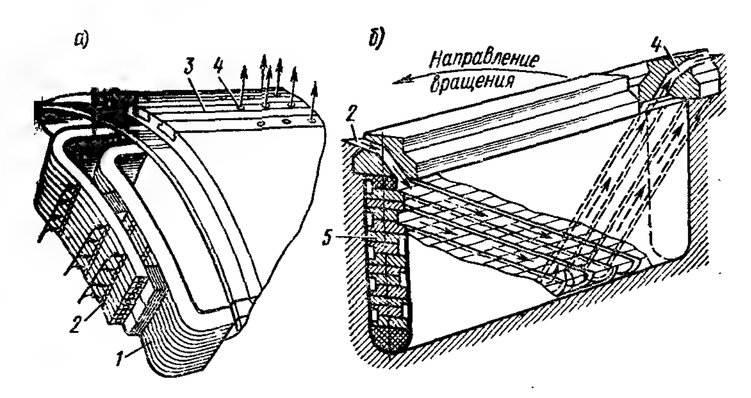


Рис. 6.10. Схемы подачи водорода в проводники обмотки ротора в турбогенераторах при аксиальной и многоструйной радиальной системах охлаждения:

1 — лобовые части обмотки; *2* — каналы для входа водорода; *3* — клинья; *4* — каналы для выхода водорода; *5* — проводники обмотки

г) система охлаждения обмоток статора и ротора водой, а сердечников статора и ротора, а также внутреннего пространства машины воздухом или водородом;

д) система охлаждения обмотки и сердечника статора маслом, обмотки ротора водой, а сердечника ротора и внутреннего пространства машины воздухом или водородом. В этом случае ротор отделен от статора изоляционным цилиндром и полость статора заполнена маслом.

На рис. 6.10 показаны схемы подачи охлаждающего газа в проводники обмотки ротора при непосредственном водородном охлаждении. При аксиальной системе охлаждения водород попадает под бандажные кольца ротора с обеих сторон машины (рис. 6.10, *а*), проходит внутри проводников, охлаждает их и выбрасывается через радиальные отверстия в зазор между ротором и статором. При многоструйной радиальной системе охлаждения водород, поступивший в воздушный зазор через радиальные каналы статора в зоне выхода из них газа, захватывается специальными заборниками внутрь ротора (рис. 6.10, *б*), проходит по каналам, имеющимся в пазах ротора, и выбрасывается обратно в воздушный зазор в зоне входа газа в каналы статора.

На рис. 6.11, *а*, *б* показано устройство для подачи и отвода охлаждающей воды к проводникам обмотки статора. Проводники обмоток статора сообщаются с коллекторами холодной и нагретой воды патрубками, выполненными из изоляционного материала. Нагретая вода проходит через охладитель и вновь поступает в коллектор холодной воды.

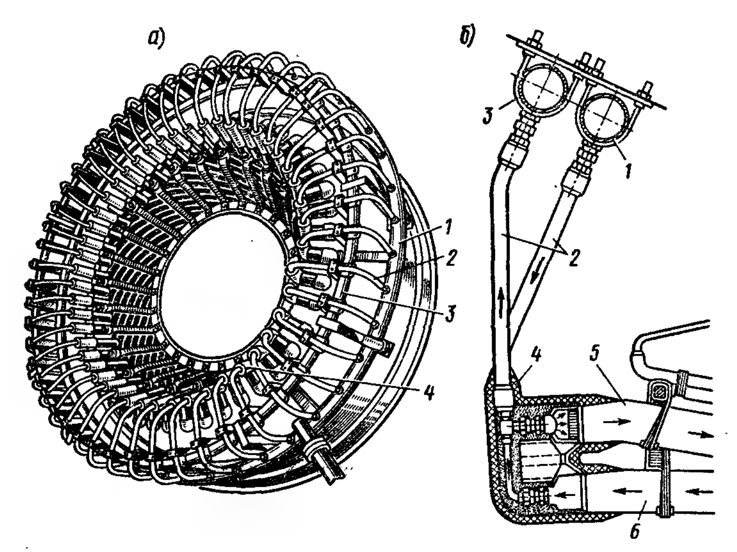


Рис. 6.11. Устройство для подачи и отвода охлаждающей воды проводникам обмотки статора:

а – общий вид; *б* – конструктивная схема; *1*, *3* – сборные коллекторы охлаждающей и нагретой воды; *2* – гибкие изолирующие шланги; *4* – водораспределительные наконечники; *5*, *6* – патрубки для подачи и отвода воды

Роторы турбогенераторов изготовляют из цельных поковок высококачественной стали (рис. 6.12, *а*). Диаметр ротора определяется условиями механической прочности; для ограничения действующих на ротор центробежных сил он не должен превышать 1,0 – 1,5 м, поэтому увеличивают его длину. Однако и длина ротора ограничивается допустимым прогибом вала и возникающими при этом вибрациями. Для того чтобы прогиб вала при неподвижном роторе не превышал 2,5 мм, длина ротора турбогенератора не должна превышать 7,5 – 8,5 м. Следовательно, отношение длины к диаметру достигает 5 – 6. Указанные размеры ротора являются предельными по возможностям металлообрабатывающих заводов.

В СССР такие поковки ротора выпускают с тридцатых годов. Хотя с тех пор ощутимого прогресса в увеличении размеров ротора не произошло (и в СССР, и за рубежом), мощность турбогенератора со 100 МВ·А при воздушном охлаждении возросла до 800 – 1200 МВ·А за счет снижения механических потерь при переходе к водородному охлаждению поверхности вращающегося ротора и за счет увеличения электромагнитных нагрузок при повышенной интенсивности охлаждения в системах, описанных выше.

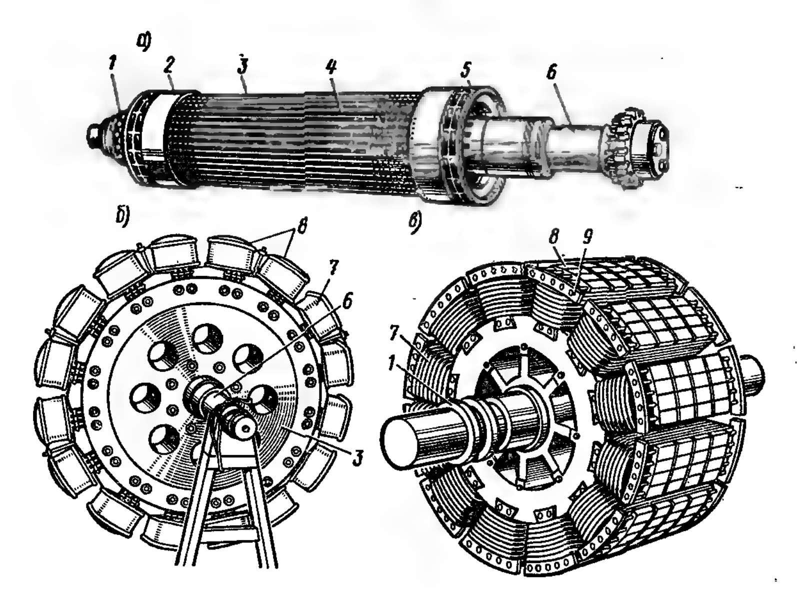


Рис. 6.12. Общий вид роторов турбогенератора (*а*), гидрогенератора (*б*) и синхронного двигателя (*в*):

1 – контактные кольца; *2* – кольцевые бандажи; *3* – ротор; *4* – металлические клинья; *5* – вентилятор; *6* – вал; *7* – обмотка возбуждения; *8* – полюсы; *9* – пусковая обмотка

Гидрогенераторы. Эти машины приводятся во вращение сравнительно тихоходными гидравлическими турбинами, частота вращения которых составляет 50–500 об/мин; поэтому их выполняют с большим числом полюсов и явнополюсными роторами (рис. 6.12, *б*). Диаметр ротора достигает у мощных машин 16 м при длине 1,75 м (в генераторах мощностью 590–640 МВ·А), т. е. для таких генераторов отношение длины к диаметру составляет 0,11–0,20.

Гидрогенераторы мощностью свыше нескольких десятков мега-вольт-ампер выполняют с вертикальным расположением вала (рис. 6.13). На роторе такого гидрогенератора с помощью фланца укрепляют ротор турбины, вследствие чего роторы имеют общие подшипники. В верхней части гидрогенератора на одном с ним валу обычно устанавливают вспомогательные машины – возбудитель генератора с подвозбудителем и дополнительный синхронный генератор, предназначенный для питания электродвигателей автоматического масляного регулятора турбины.

В конструкции гидрогенераторов с вертикальным расположением вала весьма ответственной частью является упорный

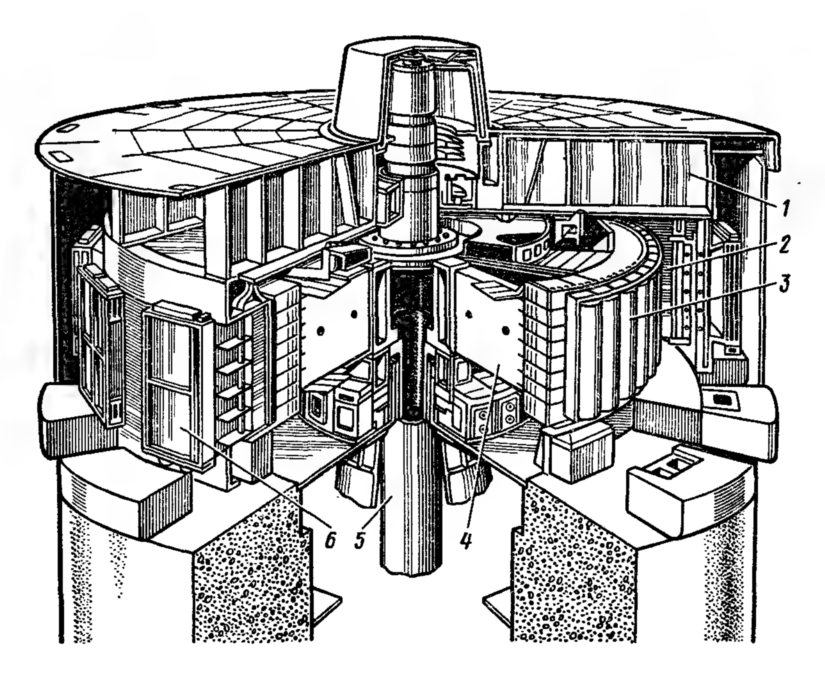


Рис. 6.13. Общий вид гидрогенератора с вертикальным расположением вала:

1 – верхняя крестовина; *2* – статор; *3* – полюсы ротора; *4* – обод ротора; *5* – вал; *6* – охладители

подшипник (подпятник), который воспринимает массу роторов генератора и турбины, давление воды на лопасти турбины, а также динамические усилия. Подпятник состоит из вращающегося диска (пяты), укрепленного на роторе, который посредством ряда сегментов (сухарей) опирается на стальной диск, установленный в корпусе подпятника. Сегменты покрывают слоем антифрикционного сплава (баббита), а корпус заполняют маслом, которое создает жидкостное трение в подпятнике и служит охлаждающей средой, обеспечивающей отвод образующейся теплоты к водяному маслоохладителю.

В зависимости от расположения подпятника гидрогенераторы подразделяют на подвесные и зонтичные. В подвесных гидрогенераторах (рис. 6.14,*а*) подпятник располагают над ротором генератора на верхней крестовине, а один или два направляющих подшипника – под ним; при этом весь турбоагрегат подвешен на подпятнике к этой крестовине. В зонтичных гидрогенераторах (рис. 6.14,*б*) подпятник располагают под ротором на нижней крестовине или на крышке турбины, а

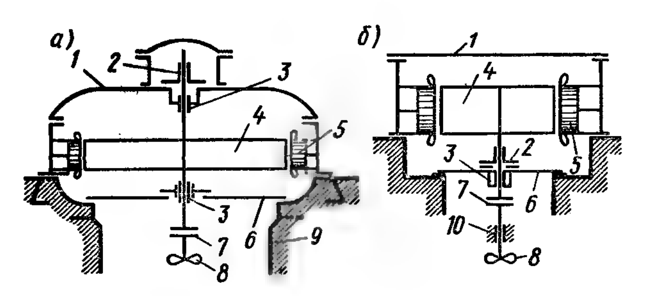


Рис. 6.14. Конструктивные схемы гидрогенераторов — подвесного (*а*) и зонтичного (*б*) типов:

1 — верхняя крестовина; *2* — подпятник; *3* — направляющие подшипники; *4* — ротор; *5* — статор; *6* — нижняя крестовина; *7* — фланец вала; *8* — турбина; *9* — фундамент; *10* — направляющий подшипник турбины

генератор — над подпятником в виде зонта. Крестовины представляют собой мощную опорную конструкцию, состоящую из центральной втулки и ряда радиальных балок. Быстроходные гидрогенераторы выполняют обычно подвесного типа; тихоходные — зонтичного.

Наиболее тяжелые условия работы ротора гидрогенератора создаются при аварийном отключении машины от сети. При этом частота вращения ротора сильно возрастает, так как приложенный к нему вращающий момент от турбины остается достаточно большим (быстро прекратить поступление большой массы воды в турбину практически невозможно), а тормозной момент генератора из-за резкого сброса нагрузки сильно уменьшается. Достигаемую при этих условиях частоту вращения называют *угонной*; она не должна превышать 2,8—3,5 номинальной частоты вращения. Для уменьшения угонной частоты вращения и сокращения времени выбега ротора до его останова в гидрогенераторах устанавливают тормоза.

Для подпятников, наоборот, наиболее тяжелые условия работы создаются при пуске и останове гидрогенератора, так как масляный клин (масляная пленка) в подпятнике образуется только при достаточно большой частоте вращения вала. Для облегчения работы подпятников в гидрогенераторах с вертикальным расположением вала применяют конструкции подпятников с составными самоустанавливающимися сегментами, с гидравлической опорой и автоматическим распределением нагрузки между сегментами и др.

Гидрогенераторы мощностью, меньшей нескольких десятков мега-вольт-ампер, выполняют обычно с горизонтальным расположением вала. В последнее время значительное применение получили гидрогенераторы капсульной конструкции (рис. 6.15),

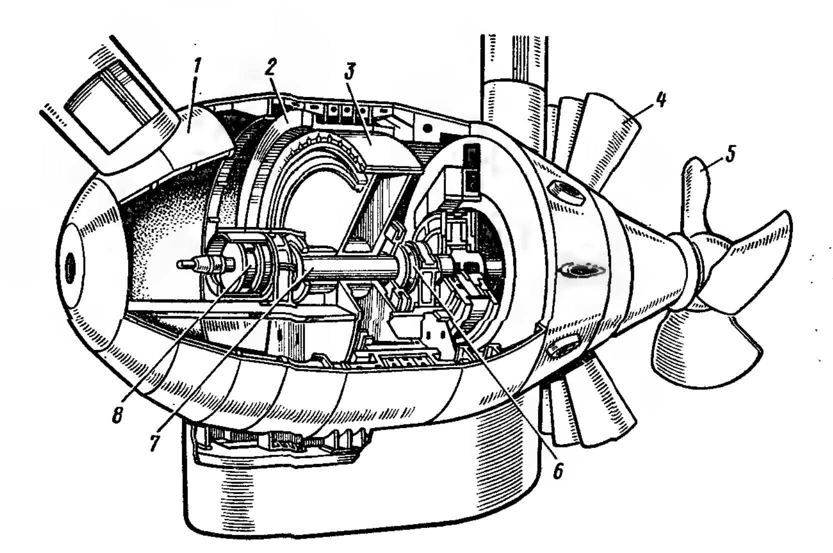


Рис. 6.15. Общий вид гидрогенератора капсульного типа:
1 – капсула; *2, 3* – статор и ротор генератора; *4* – направляющий аппарат турбины; *5* – ротор турбины; *6, 8* – подшипники; *7* – вал

которые окружены водонепроницаемой оболочкой – капсулой. При таком устройстве генератор и турбина образуют единую конструкцию, а поток воды, проходящий через турбину, омывает капсулу, что способствует более интенсивному ее охлаждению. Капсульные гидрогенераторы устанавливают на низконапорных гидроэлектростанциях; это позволяет существенно уменьшить объем здания электростанции.

Гидрогенераторы из-за небольшой частоты вращения ротора не имеют таких габаритных ограничений, как турбогенераторы. Но в связи со стремлением уменьшить их габариты, массу и стоимость в машинах большой мощности применяют непосредственное охлаждение обмоток статора, ротора и сердечника статора дистиллированной водой. При тех же основных размерах мощность гидрогенератора с водяным охлаждением можно увеличить более чем в два раза по сравнению с гидрогенератором, имеющим поверхностное воздушное охлаждение.

Непосредственное водяное охлаждение обмоток статора и ротора выполняют так же, как в турбогенераторах – путем пропускания воды через полые проводники обмоток (рис. 6.16, *а*). Сердечник статора охлаждается водой, циркулирующей по трубам, которые проходят сквозь отверстия в листах сердечника. Часто также применяют систему смешанного непосредственного охлаждения, при которой обмотка статора имеет

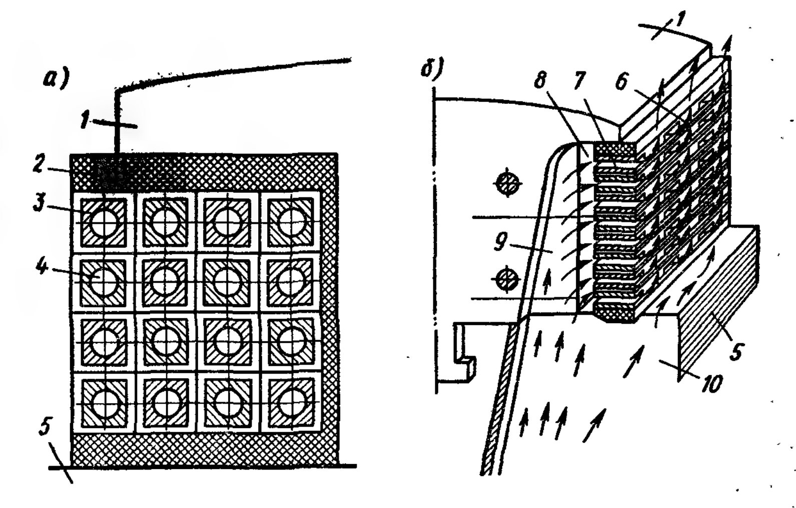


Рис. 6.16. Устройство для охлаждения обмотки ротора гидрогенераторов водой и воздухом:

1 – полюс; *2* – изоляция обмотки; *3* – полые проводники обмотки; *4* – канал для охлаждающей воды; *5* – обод ротора; *6* – проводники обмотки; *7* – каналы для прохода воздуха между проводниками обмотки; *8, 9, 10* – каналы для подачи воздуха к обмотке возбуждения

водяное охлаждение, а обмотка ротора – воздушное охлаждение. На рис. 6.16,*б* показана система воздушного охлаждения обмотки ротора, называемая *поперечной*, так как охлаждающий воздух проходит по каналам *7*, расположенным поперек обмотки возбуждения. Эти каналы образуются между двумя расположенными рядом проводниками обмотки возбуждения, один из которых имеет поперечные выемки для прохода воздуха. Охлаждающий воздух подается к обмотке возбуждения по каналам *10*, проходящим в сердечнике обода ротора, и по каналам *8* и *9*, проходящим в сердечнике полюса. Необходимый для циркуляции воздуха напор создается центробежной силой вращения ротора. Часть охлаждающего воздуха попадает из каналов *10* обода в межполюсное пространство и совместно с воздухом, выходящим из каналов *7*, используются для охлаждения статора. Промышленность выпускает различные типы гидрогенераторов мощностью до 640 МВ·А.

Дизель-генераторы. Эти генераторы предназначены для привода во вращение от двигателей внутреннего сгорания (дизелей). Их выполняют, как правило, явнополюсными с горизонтальным расположением вала. Дизель-генераторы имеют обычно один подшипник; второй опорой ротора служит подшипник

дизеля, вал которого жестко соединен с валом ротора генератора. Возбудитель устанавливают непосредственно на валу ротора или же он приводится от него во вращение с помощью клиноременной передачи.

Дизель-генераторы выпускают серийно мощностью от нескольких кВ·А до нескольких МВ·А при частотах вращения от 100 до 1500 об/мин.

Синхронные компенсаторы. Эти машины предназначены для генерирования или потребления реактивной мощности с целью улучшения коэффициента мощности сети и регулирования ее напряжения. Их обычно выполняют явнополюсными с горизонтальным расположением вала; они работают при частоте вращения 750–1000 об/мин. При мощности до 25 МВ·А синхронные компенсаторы имеют воздушное охлаждение, а при больших мощностях – водородное.

Синхронные компенсаторы выпускают серийно мощностью от 10 до 300 МВ·А. Для них характерно наличие роторов облегченной конструкции, так как вал ротора не должен передавать значительный вращающий момент (компенсатор обычно работает в режиме ненагруженного электродвигателя). Синхронные компенсаторы устанавливают в помещениях или под открытым небом. Во втором случае их выполняют с герметизированным корпусом; герметизация упрощается тем, что выводить наружу конец вала не требуется. Обмотку возбуждения у синхронных компенсаторов рассчитывают на бóльшую, чем у генераторов и электродвигателей, МДС, так как они должны обеспечивать работу с перевозбуждением.

Синхронные двигатели. Их выполняют, как правило, с горизонтальным расположением вала (см. рис. 6.12,*в*), хотя некоторые мощные двигатели имеют и вертикальное расположение. Эти машины изготовляют на щитовых или стояковых подшипниках, с самовентиляцией, а в некоторых случаях с независимым воздушным охлаждением.

Синхронные двигатели выпускают мощностью до нескольких десятков МВт при частотах вращения от 100 до 3000 об/мин. При частотах вращения от 100 до 1000 об/мин электродвигатели выполняют явнополюсными, а при 1500 и 3000 об/мин – неявнополюсными.

§ 6.4. РАБОТА ГЕНЕРАТОРА ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

ЭДС в обмотке якоря. *При холостом ходе магнитный поток генератора создается обмоткой возбуждения*, причем он направлен по оси полюсов ротора и индуцирует в фазах

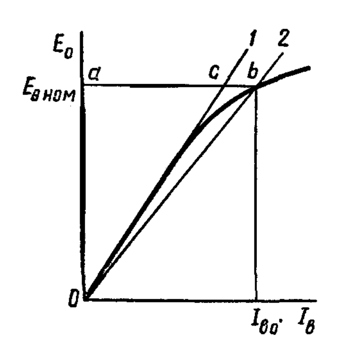


Рис. 6.17. Характеристика холостого хода синхронного генератора

обмотки якоря ЭДС. Первая гармоническая E_0^* этой ЭДС определяется по той же формуле, что и первая гармоническая ЭДС для асинхронной машины:

$$E_0 = 4{,}44 f_1 w_a k_{\text{об}\,a} \Phi_{\text{в}}, \qquad (6.3)$$

где w_a и $k_{\text{об}\,a}$ – число витков в фазе и обмоточный коэффициент обмотки якоря; $\Phi_{\text{в}}$ – поток первой гармонической магнитного поля возбуждения.

При небольших токах возбуждения магнитный поток мал и стальные участки магнитопровода машины не насыщены, вследствие чего их магнитное сопротивление незначительно. В этом случае магнитный поток практически определяется только магнитным сопротивлением воздушного зазора между ротором и статором, а характеристика холостого хода $E_0 = f(I_{\text{в}})$, или в другом масштабе $\Phi = f(I_{\text{в}})$, имеет вид прямой линии (рис. 6.17). По мере возрастания потока увеличивается магнитное сопротивление стальных участков магнитопровода. При индукции в стали более 1,7 – 1,8 Тл магнитное сопротивление стальных участков сильно возрастает и характеристика холостого хода становится нелинейной. Номинальный режим работы синхронных генераторов приблизительно соответствует «колену» кривой характеристики холостого хода; при этом коэффициент насыщения $k_{\text{нас}}$, т. е. отношение отрезков *ab*/*ac*, составляет 1,1 – 1,4.

В ряде случаев при рассмотрении работы синхронной машины для облегчения математического анализа не учитывают нелинейность кривой холостого хода, заменяя ее прямой линией. В качестве спрямленной характеристики принимают касательную к кривой холостого хода (прямая *1* на рис. 6.17) или прямую, проходящую через точку *b*, соответствующую рассматриваемому режиму работы, например номинальному напряжению (прямая *2*). Характеристика *1* соответствует работе машины при отсутствии насыщения; характеристика *2* учитывает

---

* Для обозначения потоков первых гармонических магнитного поля, основных гармонических ЭДС и токов в формулах и на векторных диаграммах применяются соответствующие буквенные символы без индекса «1».

некоторое среднее насыщенное состояние магнитной цепи машины.

В теории синхронной машины широко используют систему относительных единиц. Основные параметры машины (ток, напряжение, мощность, сопротивления) выражают в долях соответствующей базисной величины*. В качестве базисных единиц при построении характеристики холостого хода принимают номинальное напряжение $U_{ном}$ машины и ток возбуждения $I_{в0}$, при котором ЭДС $E_0 = U_{ном}$. При этом относительные значения ЭДС и тока возбуждения $E_{*0} = E_0/U_{ном}$; $I_{в*} = I_в/I_{в0}$.

Характеристики холостого хода, построенные в относительных единицах для различных синхронных генераторов при одинаковых коэффициентах насыщения, совпадают (см. гл. 3). Поэтому характеристику холостого хода в относительных единицах можно принять единой для всех генераторов; для каждого конкретного генератора различие будет только в базисных единицах и коэффициентах насыщения.

Форма кривой напряжения. Напряжение, индуцированное в обмотке якоря при холостом ходе, должно быть практически синусоидальным. Согласно ГОСТу напряжение считается практически синусоидальным, если разность между ординатой действительной кривой напряжения и ординатой синусоиды в одной и той же точке для генератора мощностью до 1 МВ·А не превышает 10%, а для генератора свыше 1 МВ·А – 5% от амплитуды основной синусоиды. Чтобы получить кривую напряжения, близкую к синусоидальной, желательно иметь в машине приблизительно синусоидальное распределение магнитного поля. Для этого в неявнополюсных машинах обмотку возбуждения распределяют так, чтобы были уменьшены амплитуды МДС высших гармонических (см. гл. 3). В явнополюсных машинах это достигается путем увеличения зазора под краями полюсных наконечников. Обмотку якоря выполняют распределенной ($q = 4 \div 6$) с укороченным шагом ($y \approx 0{,}8\tau$). Чтобы исключить третьи гармонические токи и уменьшить потери мощности в машине, *обмотку якоря в трехфазных генераторах соединяют по схеме* Y. При этом отсутствуют третьи гармонические в линейных напряжениях. Подавление третьих гармонических в кривой фазного напряжения путем укорочения шага обмотки нерационально, так как при $y = 0{,}66\tau$ существенно уменьшается первая гармоническая.

* Для обозначения величин в относительных единицах используют те же буквенные символы, но со звездочками.

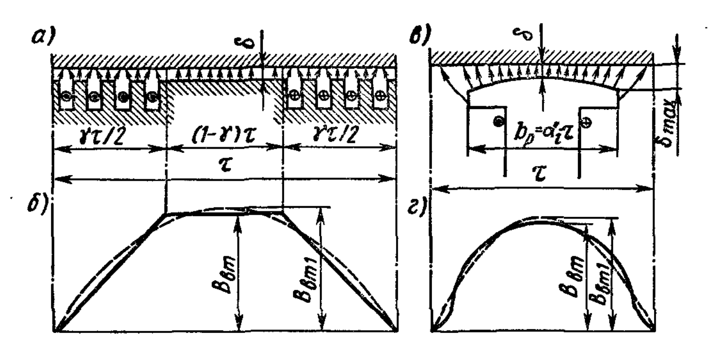


Рис. 6.18. Магнитное поле обмотки возбуждения в воздушном зазоре неявнополюсной и явнополюсной машин

Указанные меры позволяют получить на выходе машины практически синусоидальную ЭДС, поэтому при дальнейшем рассмотрении теории синхронной машины можно учитывать поток только первой гармонической магнитного поля и соответствующую гармоническую ЭДС. Поток первой гармонической магнитного поля возбуждения $\Phi_в$ называют *потоком возбуждения, потоком взаимоиндукции.*

Магнитное поле возбуждения. Магнитное поле, созданное обмоткой возбуждения, характеризуется рядом коэффициентов, посредством которых реальное распределение индукции в воздушном зазоре приводится к синусоидальному. К числу этих коэффициентов относятся:

коэффициент формы кривой поля возбуждения $k_в = B_{вm1}/B_{вm}$ – отношение амплитуды первой гармонической $B_{вm1}$ индукции поля возбуждения в воздушном зазоре к амплитуде $B_{вm}$ действительного распределения этой индукции;

коэффициент потока возбуждения $k_\Phi = \Phi/\Phi_в$ – отношение потока Φ, созданного обмоткой возбуждения в воздушном зазоре, к потоку первой гармонической $\Phi_в$ этого поля (потоку взаимной индукции).

На рис. 6.18, *а, б* показано распределение магнитного поля возбуждения в воздушном зазоре в пределах одного полюсного деления для неявнополюсной машины. На одно полюсное деление ротора приходится значительное число пазов (20–40), поэтому можно принять, что распределение индукции в воздушном зазоре вдоль окружности якоря (сплошная линия) имеет трапецеидальный характер. При таком распределении коэффициенты $k_в$ и k_Φ зависят только от относительной длины γ обмотанной части полюсного деления ротора τ, т. е. от коэффициента полюсного перекрытия $\alpha_i = B_{в.ср}/B_{вm} = 1 - 0{,}5\gamma$. При этом коэффициент формы кривой

поля возбуждения

$$k_в = B_{вm1}/B_{вm} = 8\sin(\pi\gamma/2)/(\pi^2\gamma), \qquad (6.4)$$

а коэффициент потока возбуждения

$$k_Ф = Ф/Ф_в = \pi(1 - \gamma/2)/(2k_в). \qquad (6.5)$$

В синхронных машинах коэффициент $\gamma = 0{,}65 \div 0{,}80$. В этом случае (при отсутствии насыщения) $k_в = 1{,}065 \div 0{,}965$, а $k_Ф = 0{,}995 \div 0{,}975$.

На рис. 6.18, *в, г* показано распределение магнитного поля возбуждения в воздушном зазоре в пределах одного полюсного деления для явнополюсной машины.

При проектировании явнополюсных синхронных машин стремятся, чтобы кривая распределения поля возбуждения в воздушном зазоре (сплошная линия) приближалась к синусоиде (для этого воздушный зазор выполняют неравномерным), однако получить идеальное распределение не удается. Поэтому наряду с первой гармонической (штриховая линия) имеется и ряд высших гармонических. Форма распределения магнитного поля и коэффициент $k_в$ зависят от коэффициента $\alpha_i = b_р/\tau$ и формы воздушного зазора, т. е. от отношений δ_{max}/δ и δ/τ. Обычно $\alpha_i = 0{,}65 \div 0{,}75$; $\delta_{max}/\delta = 1 \div 2{,}5$ и $\delta/\tau = 0{,}01 \div 0{,}05$. При этих условиях $k_в = 0{,}90 \div 1{,}2$.

Коэффициент магнитного потока $k_Ф$ также зависит от формы распределения магнитного поля и представляет собой отношение площадей, ограниченных рассматриваемыми кривыми. При указанных выше значениях $b_р/\tau$, δ_{max}/δ и δ/τ коэффициент $k_Ф = 0{,}92 \div 1{,}08$.

§ 6.5. РАБОТА ГЕНЕРАТОРА ПОД НАГРУЗКОЙ

Реакция якоря. Рассмотрим работу трехфазного синхронного генератора в автономном режиме, когда к фазам обмотки статора подключены равные и однородные сопротивления (симметричная нагрузка). В этом случае по фазным обмоткам генератора проходят равные токи, сдвинутые по времени относительно друг друга на 120°. Эти токи создают магнитное поле якоря, вращающееся с частотой n_1, равной частоте вращения ротора n_2. Следовательно, *магнитные потоки якоря $Ф_a$ и возбуждения $Ф_в$ взаимно неподвижны и результирующий поток машины $Ф_{рез}$ при нагрузке создается суммарным действием МДС $F_в$ обмотки возбуждения и МДС F_a обмотки якоря.* Однако в синхронной машине (в отличие от асинхронной) МДС обмотки ротора (возбуждения) не зависит от нагрузки, поэтому результирующий поток при работе генера-

тора в рассматриваемом режиме существенно отличается от потока при холостом ходе.

Воздействие МДС якоря на магнитное поле синхронной машины называют *реакцией якоря.* Так как под действием реакции якоря изменяется результирующий поток в машине, напряжение генератора, работающего в автономном режиме, зависит от значения и характера нагрузки, а также от индивидуальных особенностей машины: значения МДС обмотки возбуждения, свойств магнитной системы и др. Рассмотрим, как проявляется реакция якоря при двух основных конструктивных формах синхронных машин — неявнополюсных и явнополюсных.

Реакция якоря в неявнополюсной машине. В этой машине воздушный зазор между статором и ротором по всей окружности остается неизменным, поэтому результирующий магнитный поток машины $\Phi_{рез}$ и создаваемую им ЭДС E при любой нагрузке можно определить по характеристике холостого хода, исходя из результирующей МДС $F_{рез}$. Однако при отсутствии насыщения в магнитной цепи машины этот метод определения потока $\Phi_{рез}$ можно существенно упростить, так как от сложения указанных МДС можно перейти к непосредственному сложению пространственных векторов соответствующих потоков:

$$\bar{\Phi}_{рез} = \bar{\Phi}_{в} + \bar{\Phi}_{a}. \qquad (6.6)$$

Рассмотрим влияние реакции якоря на рабочие свойства синхронной машины при различных углах сдвига фаз ψ между ЭДС E_0 и током I_a в обмотке якоря. Этот угол определяется характером нагрузки, т. е. значениями сопротивлений R, X_L и X_C нагрузки.

При $\psi = 0$ (рис. 6.19, *а* и 6.20, *а*) ток в фазе AX достигает максимума в момент времени, когда оси полюсов N и S

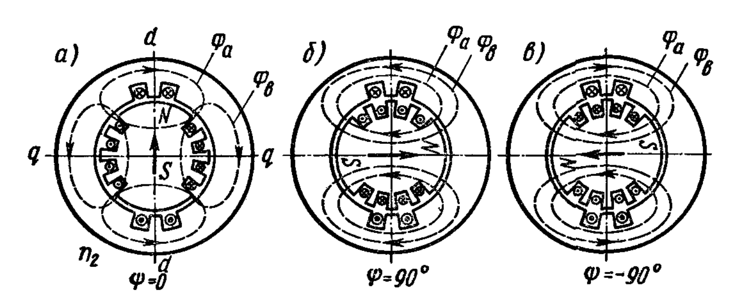


Рис. 6.19. Магнитные потоки в неявнополюсной машине при различных углах ψ нагрузки

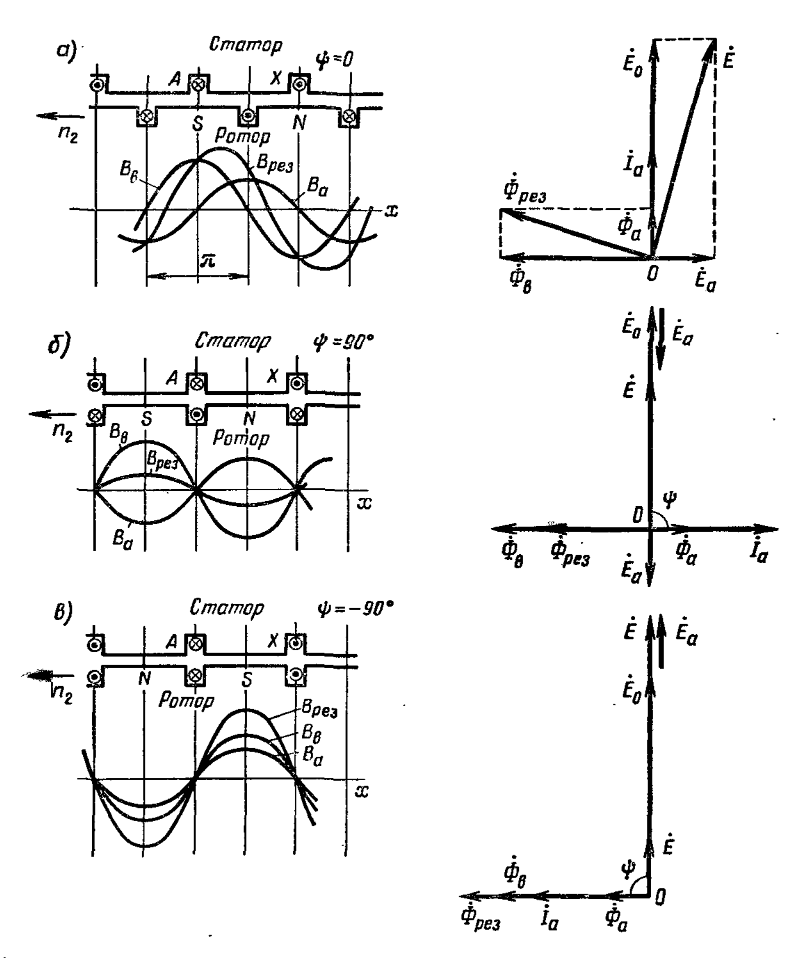


Рис. 6.20. Кривые распределения индукции в неявнополюсной машине и векторные диаграммы потоков и ЭДС при различных углах ψ

ротора совпадают с осью среднего паза рассматриваемой обмотки. Известно (см. гл. 3), что в машинах переменного тока ось магнитного потока, создаваемого всеми фазами обмотки якоря, совпадает с осью той фазы, ток в которой максимален. Следовательно, в данный момент времени ось потока якоря совпадает с осью фазы *AX*, т. е. отстает от оси потока ротора на 90 электрических градусов.

Для этого случая показаны диаграммы распределения основных гармонических магнитных полей. Кривая распределения индукции $B_a = f(x)$ для двухполюсной машины смещена

относительно кривой индукции $B_в = f(x)$ в пространстве на 90°, т. е. поток якоря Φ_a действует в направлении, перпендикулярном действию потока возбуждения $\Phi_в$ (поперек оси полюсов). В теории синхронной машины ось, проходящую через середину полюсов, называют *продольной* и обозначают *d-d*; ось, проходящую между полюсами, называют *поперечной* и обозначают *q-q*. Следовательно, при $\psi = 0$ *поток якоря действует по поперечной оси машины.* Кривая распределения результирующей индукции $B_{рез} = f(x)$ при этом сдвигается относительно кривой $B_в = f(x)$ против направления вращения ротора. В соответствии с пространственным сдвигом кривых распределения индукции сдвигаются и векторы потоков на временной векторной диаграмме, т. е. вектор $\dot{\Phi}_a$ отстает от вектора $\dot{\Phi}_в$ на 90°. При этом модуль вектора результирующего потока $\Phi_{рез} = \sqrt{\Phi_в^2 + \Phi_a^2}$.

При $\psi = 90°$ (рис. 6.19,*б* и 6.20,*б*) ток в фазе *AX* достигает максимума на четверть периода позднее момента, соответствующего максимуму ЭДС E_0. За это время полюсы ротора перемещаются на половину полюсного деления, вследствие чего кривая $B_a = f(x)$ смещается относительно кривой $B_в = f(x)$ на 180°. При этом поток якоря Φ_a действует по продольной оси машины против потока возбуждения $\Phi_в$; результирующий поток $\Phi_{рез} = \Phi_в - \Phi_a$ сильно уменьшается, вследствие чего уменьшается и ЭДС якоря *E*. Таким образом, *при* $\psi = 90°$ *реакция якоря действует на машину размагничивающим образом.*

При $\psi = -90°$ (рис. 6.19,*в* и 6.20,*в*) поток якоря также действует по продольной оси машины, но совпадает по направлению с потоком возбуждения, т. е. $\Phi_{рез} = \Phi_в + \Phi_a$. Следовательно, *при* $\psi = -90°$ *реакция якоря действует на машину подмагничивающим образом*, увеличивая ее результирующий поток $\Phi_{рез}$ и ЭДС *E*.

Выводы, полученные на основании рассмотренных трех случаев, можно распространить и на общий случай, когда $-90° < \psi < 90°$. При этом характерным является то, что *отстающий ток* (активно-индуктивная нагрузка) *размагничивает машину, а опережающий ток* (активно-емкостная нагрузка) *подмагничивает ее.*

ЭДС *E* при работе генератора под нагрузкой можно рассматривать как сумму двух составляющих

$$\dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{E}_a. \quad (6.7)$$

ЭДС E_a пропорциональна потоку Φ_a, а при отсутствии насыщения и току I_a в обмотке якоря, поэтому ее можно рассматривать как ЭДС самоиндукции, индуцированную в об-

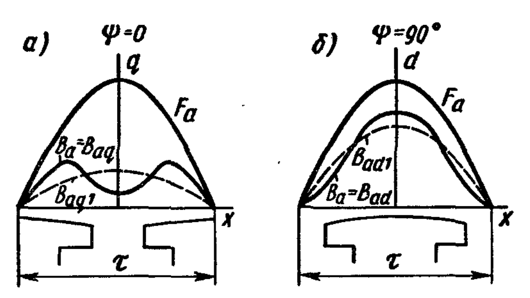


Рис. 6.21. Кривые распределения МДС якоря и создаваемой ею индукции в явнополюсной машине

мотке якоря, и представить в виде $\dot{E}_a = -j\dot{I}_a X_a$, где X_a – индуктивное сопротивление синхронной машины, обусловленное потоком якоря.

Реакция якоря в явнополюсной машине. В этой машине воздушный зазор между статором и ротором не остается постоянным – он расширяется по направлению к краям полюсов и резко увеличивается в зоне междуполюсного пространства. Следовательно, поток якоря здесь зависит не только от значения МДС якоря F_a, но и от положения кривой распределения этой МДС $F_a = f(x)$ относительно полюсов ротора, так как одна и та же МДС якоря в зависимости от ее пространственного положения создает различные магнитные потоки.

Так, например, при угле $\psi = 0$ (рис. 6.21, *а*), когда поток якоря направлен по поперечной оси машины (*q*-*q*), кривая распределения индукции $B_a = B_{aq}$ имеет седлообразную форму, хотя МДС якоря F_a распределена синусоидально. При этом максимуму МДС F_a соответствует небольшая индукция, так как магнитное сопротивление воздушного зазора максимально. При угле $\psi = 90°$ (рис. 6.21, *б*), когда поток якоря направлен по продольной оси машины, кривая распределения индукции $B_a = B_{ad}$ расположена симметрично относительно оси полюсов *d*-*d*. В этом случае индукция имеет бóльшее значение, чем при $\psi = 0$, так как магнитное сопротивление воздушного зазора в данном месте невелико. Соответственно различные максимальные значения имеют и первые гармонические B_{ad1} и B_{aq1} указанных кривых (штриховые линии).

В связи с изменением результирующего сопротивления воздушного зазора при различных режимах явнополюсной машины при анализе ее работы используют так называемый *метод двух реакций*. Согласно этому методу, МДС якоря F_a в общем случае представляют в виде суммы двух состав-

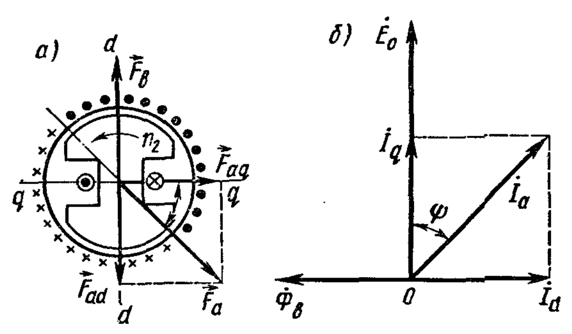


Рис. 6.22. Продольные и поперечные составляющие векторов МДС $F_а$ и тока якоря $I_а$

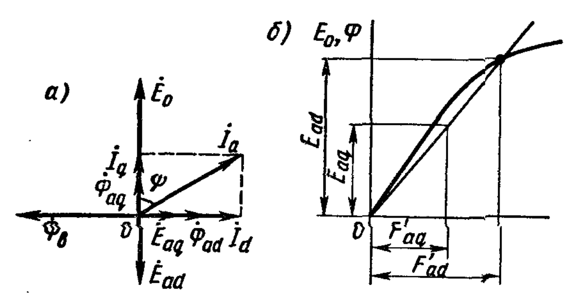


Рис. 6.23. Векторная диаграмма потоков Φ_{ad} и Φ_{aq} и ЭДС E_{ad} и E_{aq} явнополюсной машины и их определение по характеристике холостого хода

ляющих – *продольной* $F_{ad} = F_a \sin\psi$ и *поперечной* $F_{aq} = F_a \cos\psi$ (рис. 6.22, *а*), причем $\vec{F}_a = \vec{F}_{ad} + \vec{F}_{aq}$. Продольная составляющая $\vec{F}_{ad}$ создает продольный поток якоря Φ_{ad}, индуцирующий в обмотке якоря ЭДС E_{ad}, а поперечная составляющая $\vec{F}_{aq}$ – поперечный поток Φ_{aq}, индуцирующий ЭДС E_{aq}, причем принимают, что эти потоки не оказывают влияния друг на друга. В соответствии с принятым методом ток якоря I_a, создающий МДС F_a, также представляют в виде двух составляющих – продольной I_d и поперечной I_q (рис. 6.22, *б*).

Магнитные потоки Φ_{ad} и Φ_{aq} и индуцируемые ими ЭДС E_{ad} и E_{aq} (рис. 6.23, *а*) можно определить по кривой намагничивания машины или по спрямленной характеристике (рис. 6.23, *б*). Однако кривая намагничивания строится для МДС возбуждения, имеющей не синусоидальное, а прямоугольное распределение вдоль окружности якоря. Чтобы воспользоваться этой кривой или спрямленной характеристикой, МДС F_{ad} и F_{aq} следует привести к прямоугольной МДС возбуждения $F_в$, т. е. найти их эквивалентные значения F'_{ad} и F'_{aq}.

Установление эквивалентных значений F'_{ad} и F'_{aq} производят на следующем основании: МДС F_{ad} и F_{aq} создают в воздушном зазоре машины индукции B_{ad} и B_{aq}, распределенные вдоль окружности якоря так же, как и индукции, создаваемые МДС F_a соответственно при углах $\psi = 0$ и $\psi = 90°$ (см. рис. 6.21, *а*, *б*). Первые гармонические B_{ad1} и B_{aq1} кривых $B_{ad} = f(x)$ и $B_{aq} = f(x)$ образуют магнитные потоки

$$\Phi_{ad} = F_{ad}/R_{\text{м}\,ad};\ \Phi_{aq} = F_{aq}/R_{\text{м}\,aq},$$

где $R_{\text{м}\,ad}$ и $R_{\text{м}\,aq}$ – магнитные сопротивления для соответствующих потоков, учитывающие не только форму воздушного зазора, но и синусоидальность кривой распределения МДС F_{ad} и F_{aq} вдоль окружности якоря.

МДС возбуждения может создавать такие же потоки Φ_{ad} и Φ_{aq} при меньших значениях МДС F'_{ad} и F'_{aq}:

$$\Phi_{ad} = F_{ad}/R_{\text{м}\,ad} = F'_{ad}/R_{\text{м.в}};$$

$$\Phi_{aq} = F_{aq}/R_{\text{м}\,aq} = F'_{aq}/R_{\text{м.в}}.$$

Из последних выражений можно найти коэффициенты реакции якоря k_d и k_q, характеризующие уменьшение эффективных значений МДС якоря:

$$k_d = F'_{ad}/F_{ad} = R_{\text{м.в}}/R_{\text{м}\,ad};\ k_q = F'_{aq}/F_{aq} = R_{\text{м.в}}/R_{\text{м}\,aq}, \tag{6.8}$$

где $R_{\text{м.в}}$ – магнитное сопротивление потока возбуждения, учитывающее форму воздушного зазора по продольной оси машины и прямоугольное распределение МДС $F_{\text{в}}$ вдоль окружности якоря.

Коэффициенты k_d и k_q физически характеризуют уменьшение магнитного сопротивления для потока $\Phi_{\text{в}}$ по сравнению с потоками Φ_{ad} и Φ_{aq}. Обычно $k_d = 0{,}80 \div 0{,}95$; $k_q = 0{,}30 \div 0{,}65$.

В машине с явно выраженными полюсами ЭДС E при работе генератора под нагрузкой можно представить как сумму трех составляющих:

$$\boxed{\dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq}.} \tag{6.9}$$

ЭДС E_{ad} и E_{aq}, индуцируемые продольным Φ_{ad} и поперечным Φ_{aq} потоками якоря, представляют собой по существу ЭДС самоиндукции, так как потоки Φ_{ad} и Φ_{aq} создаются МДС F_{ad} и F_{aq}, пропорциональными токам I_d и I_q. Поэтому для ненасыщенной машины можно считать, что

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d X_{ad};\ \dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q X_{aq}, \tag{6.10}$$

где X_{ad} и X_{aq} – индуктивные сопротивления обмотки якоря, соответствующие полям продольной и поперечной реакции якоря.

Для машины с неявно выраженными полюсами МДС якоря приводятся к МДС обмотки возбуждения по формуле

$$F'_a = k_d F_a. \qquad (6.11)$$

§ 6.6. ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ ГЕНЕРАТОРА

Неявнополюсной генератор. При анализе работы синхронных генераторов и двигателей обычно используют векторные диаграммы: при качественном – упрощенные диаграммы, справедливые для машин, в которых отсутствует насыщение; при количественном – уточненные диаграммы.

Для цепи якоря неявнополюсного синхронного генератора можно составить уравнение

$$\boxed{\dot U = \dot E + \dot E_{\sigma a} - \dot I_a R_a,} \qquad (6.12)$$

или

$$\dot U = \dot E - j\dot I_a X_{\sigma a} - \dot I_a R_a = \dot E_0 + \dot E_a - j\dot I_a R_{\sigma a} - \dot I_a R_a, \qquad (6.13)$$

где $E_{\sigma a}$ – ЭДС, индуцированная в обмотке якоря потоком рассеяния; $X_{\sigma a}$ – индуктивное сопротивление, обусловленное этим потоком.

Векторная диаграмма неявнополюсной машины (рис. 6.24, *а*), называемая *диаграммой Потье*, позволяет определить ЭДС холостого хода E_0 с учетом насыщения, если заданы напряжение, ток нагрузки (по величине и фазе), характеристика холостого хода и параметры машины. При ее построении по известным падениям напряжения определяют вектор ЭДС

$$\boxed{\dot E = \dot U + \dot I_a R_a + j\dot I_a X_{\sigma a}.} \qquad (6.14)$$

Так как ЭДС E индуцируется результирующим потоком $\Phi_{рез}$, который создается результирующей МДС $\dot F_{рез} = \dot F_в + k_d \dot F_a$, то по характеристике холостого хода (рис. 6.24, *б*) по значению $F_{рез}$ можно определить соответствующую ЭДС E. Вектóры $\dot F_{рез}$ и $\dot\Phi_{рез}$ совпадают по фазе и оба эти вектора опережают вектор $\dot E$ на 90°. Зная $F_{рез}$ и параметры машины, можно найти МДС возбуждения $\dot F_в = \dot F_{рез} - k_d \dot F_a$, а затем по характеристике холостого хода определить ЭДС холостого хода E_0. Вектор $\dot E_0$ отстает от вектора $\dot F_в$ на 90°. Если требуется перейти от режима холостого хода к режиму нагрузки, построения производят в обратном порядке.

Если машина не насыщена, то векторная диаграмма существенно упрощается, так как в этом случае можно складывать не МДС $F_в$ и $k_d F_a$, а соответствующие им потоки и ЭДС. Упрощенную векторную диаграмму синхронной неявнополюсной машины (рис. 6.25, *а*) строят по уравнению (6.13).

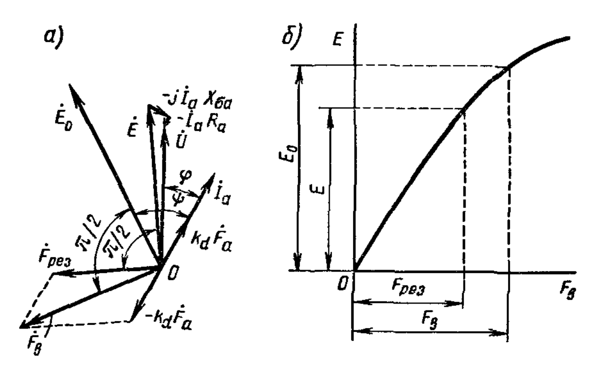


Рис. 6.24. Векторная диаграмма синхронной неявнополюсной машины и характеристика холостого хода

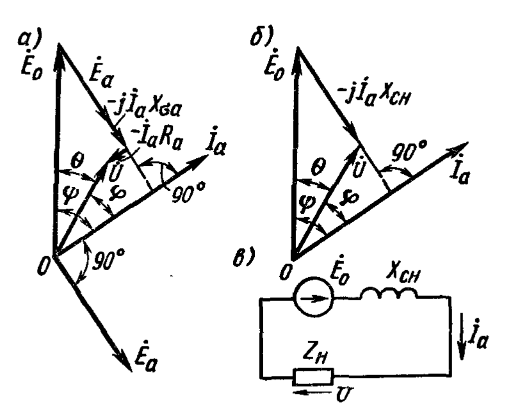


Рис. 6.25. Упрощенные векторные диаграммы и схема замещения синхронной неявнополюсной машины

Поскольку падение напряжения в активном сопротивлении обмотки якоря $I_a R_a$ сравнительно невелико, им можно пренебречь. Заменяя, кроме того, в уравнении (6.13) $\dot{E}_a =$ $= -j\dot{I}_a X_a$, получаем

$$\dot{U} = \dot{E}_0 - j\dot{I}_a X_a - j\dot{I}_a X_{\sigma a} = \dot{E}_0 - j\dot{I}_a X_{сн}. \tag{6.15}$$

Величину $X_{сн} = X_a + X_{\sigma a}$ называют *полным* или *синхронным индуктивным сопротивлением машины*. Упрощенная векторная диаграмма и схема замещения, соответствующие уравнению (6.15), изображены на рис. 6.25, *б, в*; их широко используют при качественном анализе работы синхронной машины. Необходимо, однако, отметить, что при определении E_0 по упрощенной диаграмме получается несколько большее значение, чем

по точной диаграмме (см. рис. 6.24, *а*), в которой учитывается насыщение.

Угол θ между векторами $\dot{U}$ и $\dot{E}_0$ называют *углом нагрузки*. При работе синхронной машины в генераторном режиме напряжение U всегда отстает от ЭДС E_0, в этом случае угол θ считается положительным. *Чем больше нагрузка генератора* (отдаваемая им мощность), *тем больше угол* θ.

Явнополюсный генератор. Упрощенную диаграмму синхронной явнополюсной машины можно также построить по общему уравнению (6.12), которое с учетом (6.9) принимает вид

$$\dot{U} = \dot{E} + \dot{E}_{\sigma a} - \dot{I}_a R_a = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma a} - \dot{I}_a R_a. \quad (6.16)$$

На рис. 6.26, *а* приведена векторная диаграмма, соответствующая уравнению (6.16). Если пренебречь малой величиной R_a, то

$$\boxed{\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma a}.} \quad (6.17)$$

ЭДС $E_{\sigma a}$, индуцируемую в обмотке якоря потоком рассеяния, можно представить в виде суммы двух составляющих, ориентированных по осям *d-d* и *q-q*:

$$\dot{E}_{\sigma a} = \dot{E}_{\sigma ad} + \dot{E}_{\sigma aq}, \quad (6.18)$$

где

$$\dot{E}_{\sigma ad} = -j\dot{I}_d X_{\sigma a}; \; \dot{E}_{\sigma aq} = -j\dot{I}_q X_{\sigma a}, \quad (6.19)$$

или

$$E_{\sigma ad} = E_{\sigma a}\sin\psi = I_a X_{\sigma a}\sin\psi = I_d X_{\sigma a};$$
$$E_{\sigma aq} = E_{\sigma a}\cos\psi = I_a X_{\sigma a}\cos\psi = I_q X_{\sigma a}.$$

С учетом (6.18) вместо (6.17) получим

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma ad} + \dot{E}_{\sigma aq} = \dot{E}_0 + \dot{E}_d + \dot{E}_q, \quad (6.20)$$

где

$$\dot{E}_d = \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{\sigma ad}; \; \dot{E}_q = \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma aq}.$$

Векторная диаграмма, построенная по (6.20), приведена на рис. 6.26, *б*.

Заменим ЭДС соответствующими индуктивными падениями напряжения:

$$\dot{U} = \dot{E}_0 - j\dot{I}_d X_{ad} - j\dot{I}_q X_{aq} - j\dot{I}_d X_{\sigma a} - j\dot{I}_q X_{\sigma a},$$

или

$$\boxed{\dot{U} = \dot{E}_0 - j\dot{I}_d X_d - j\dot{I}_q X_q,} \quad (6.21)$$

где $X_d = X_{ad} + X_{\sigma a}$; $X_q = X_{aq} + X_{\sigma a}$.

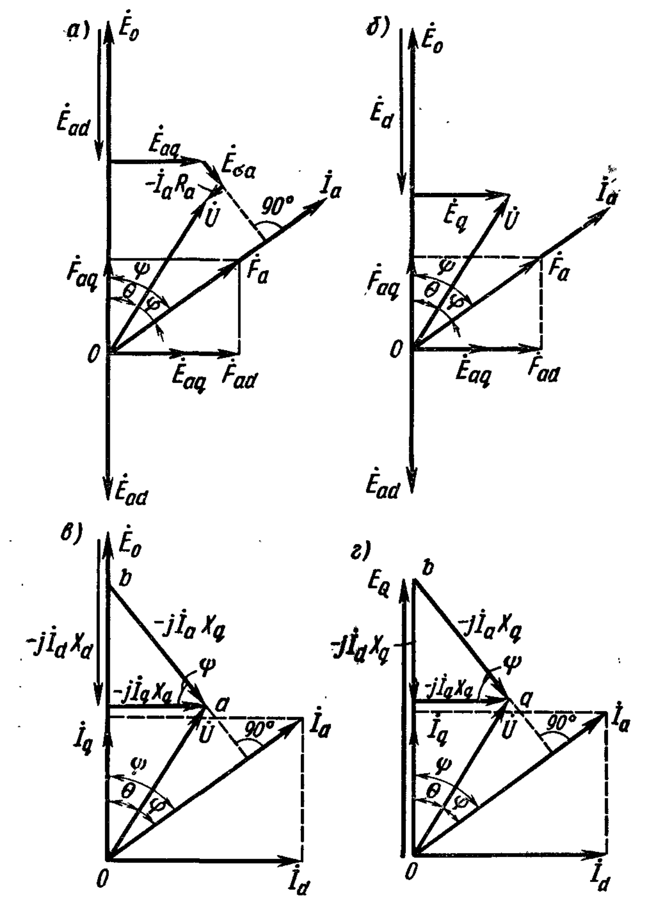


Рис. 6.26. Упрощенные векторные диаграммы синхронной явнополюсной машины

Сопротивления X_d и X_q называют *полными или синхронными индуктивными сопротивлениями обмотки якоря по продольной и поперечной осям.*

На рис. 6.26, *в* приведена векторная диаграмма, построенная по (6.21). Если заданы векторы тока $\dot{I}_a$ и напряжения $\dot{U}$, а угол ψ неизвестен, то его можно определить, проведя из конца вектора напряжения $\dot{U}$ отрезок $\overleftarrow{ab}$, равный $I_a X_q$ и перпендикулярный вектору тока $\dot{I}_a$. При этом точка *b* будет расположена на линии, соответствующей направлению вектора $\dot{E}_0$, так как проекция отрезка

$\overline{ab}$ на вектор $\dot{E}_q$ равна модулю этого вектора:

$$\overline{ab}\cos\psi = I_a X_q \cos\psi = I_q X_q = E_q.$$

В некоторых случаях при качественном анализе явнополюсную машину заменяют эквивалентной неявнополюсной, у которой синхронное индуктивное сопротивление по обеим осям равно сопротивлению X_q рассматриваемой явнополюсной машины. Возможность такой замены следует из векторной диаграммы (рис. 6.26,*в*). Такая эквивалентная машина имеет вместо ЭДС E_0 эквивалентную ЭДС E_Q (рис. 6.26,*г*), причем угол нагрузки θ остается одним и тем же.

§ 6.7. ВНЕШНИЕ И РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРА

Внешние характеристики. Зависимости напряжения U от тока нагрузки I_a при неизменных токе возбуждения $I_в$, угле φ и частоте f_1 (постоянной частоте вращения ротора n_2) называют внешними характеристиками генератора. Их можно построить с помощью векторных диаграмм. Допустим, что при номинальной нагрузке $I_{a\,ном}$ генератор имеет номинальное напряжение $U_{ном}$, что достигается путем соответствующего выбора тока возбуждения. При уменьшении тока нагрузки до нуля напряжение генератора становится равным ЭДС холостого хода E_0. Следовательно, векторная диаграмма, построенная при номинальной нагрузке, сразу дает две точки внешней характеристики. *Форма внешней характеристики зависит от характера нагрузки, т. е. от угла* сдвига фаз φ между $\dot{U}$ и $\dot{I}_a$, так как в зависимости от этого изменяется вектор $\dot{E}_0$ (при заданном значении $U = U_{ном}$).

На рис. 6.27 показаны упрощенные векторные диаграммы генератора с неявно выраженными полюсами для активной (*а*), активно-индуктивной (*б*) и активно-емкостной (*в*) нагрузок. При активной и активно-индуктивной нагрузках ЭДС $E_0 > U$; при активно-емкостной нагрузке ЭДС $E_0 < U$. Таким образом, в первых двух случаях при увеличении нагрузки напряжение генератора уменьшается, в третьем – увеличивается. Это объясняется тем, что при активно-емкостной нагрузке имеется продольная намагничивающая составляющая реакции якоря, а при активной и активно-индуктивной нагрузках – продольная размагничивающая составляющая (при чисто активной нагрузке угол $\psi > 0$).

На рис. 6.28,*а* изображены внешние характеристики генератора при различных видах нагрузки, полученные при

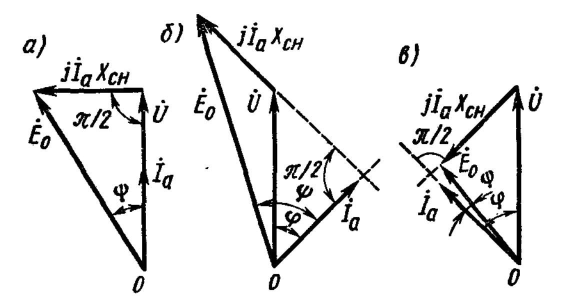


Рис. 6.27. Упрощенные векторные диаграммы синхронного неявнополюсного генератора при различных видах нагрузки

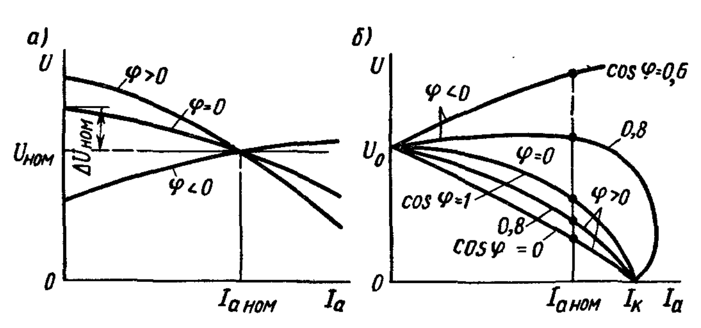


Рис. 6.28. Внешние характеристики синхронного генератора при различных видах нагрузки

одинаковом для всех характеристик значении $U_{ном}$, а на рис. 6.28, *б* – при одинаковом значении $U_0 = E_0$. При $U = 0$ (короткое замыкание) все характеристики пересекаются в одной точке, соответствующей значению тока $I_к$.

При переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки изменение напряжения характеризуется величиной (%)

$$\boxed{\Delta u = [(U_0 - U_{ном})/U_{ном}]\,100.} \tag{6.22}$$

Обычно генераторы работают с $\cos\varphi = 0{,}9 \div 0{,}85$ при отстающем токе. В этом случае $\Delta u = 25 \div 35\,\%$. Чтобы подключенные к генератору потребители работали при напряжении, близком к номинальному, применяют специальные устройства, стабилизирующие его выходное напряжение U, например быстродействующие регуляторы тока возбуждения. Чем больше Δu, тем более сложным получается регулирующее устройство, а поэтому желательно иметь генераторы с небольшой величиной Δu. Однако для получения небольшого изменения Δu

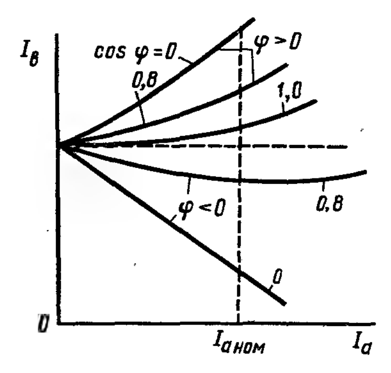


Рис. 6.29. Регулировочные характеристики синхронного генератора при различных видах нагрузки

необходимо снижать синхронное индуктивное сопротивление $X_{сн}$ (в неявнополюсных машинах) или соответственно X_d и X_q (в явнополюсных машинах), для чего требуется увеличивать воздушный зазор между ротором и статором. Это, в свою очередь, требует увеличения МДС обмотки возбуждения, т. е. ее размеров, что в конечном итоге делает синхронную машину более дорогой.

В турбогенераторах большой мощности мощность ограничивается именно размерами ротора, на котором размещена обмотка возбуждения. Поэтому в современных турбогенераторах с повышением мощности машины одновременно возрастает и изменение напряжения Δu. В гидрогенераторах (по сравнению с турбогенераторами) воздушный зазор обычно имеет гораздо большую величину, поэтому у них относительно слабее проявляется реакция якоря, т. е. они имеют меньшие синхронные индуктивные сопротивления, выраженные в относительных единицах, что обусловливает и меньшее изменение напряжения Δu.

Регулировочные характеристики. Зависимости тока возбуждения $I_в$ от тока нагрузки I_a при неизменных напряжении U, угле φ и частоте f_1 называют регулировочными характеристиками (рис. 6.29). Они показывают, как надо изменять ток возбуждения генератора, чтобы поддерживать его напряжение неизменным при изменении тока нагрузки. Очевидно, что *с возрастанием нагрузки при* $\varphi > 0$ *необходимо увеличивать ток возбуждения, а при* $\varphi < 0$ *— уменьшать его.* Чем больше угол φ по абсолютной величине, тем в большей степени требуется изменять ток возбуждения.

§ 6.8. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНДУКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Опыты холостого хода и короткого замыкания. Синхронные индуктивные сопротивления машины можно определить по результатам опытов холостого хода и короткого замыкания.

При опыте холостого хода определяют характеристику холос-

того хода $E_0 = f(I_в)$ при номинальной частоте вращения машины, изменяя ток возбуждения $I_в$.

При опыте короткого замыкания фазы обмотки якоря замыкают накоротко через амперметры, после этого ротор приводят во вращение с номинальной частотой и снимают характеристику короткого замыкания, т. е. зависимость тока якоря от тока возбуждения $I_a = f(I_в)$. Эта характеристика (рис. 6.30, *а*) имеет линейный характер, так как при $R_a \approx 0$ сопротивление цепи якоря является чисто индуктивным и ток к. з. $I_к = I_d$ (рис. 6.30, *б*) создает поток реакции якоря, размагничивающий машину. В результате магнитная цепь машины оказывается ненасыщенной, т. е. ЭДС E_0 и ток $I_к$ изменяются пропорционально току возбуждения $I_в$.

При работе в рассматриваемом режиме напряжение $U = 0$, поэтому уравнения (6.21) и (6.15) для явнополюсной и неявнополюсной машины принимают соответственно такой вид:

$$\dot{E}_0 = j\dot{I}_к X_{ad} + j\dot{I}_к X_{\sigma a} = j\dot{I}_к X_d; \tag{6.23}$$

$$\dot{E}_0 = j\dot{I}_к X_a + j\dot{I}_к X_{\sigma a} = j\dot{I}_к X_{сн}. \tag{6.24}$$

Определение индуктивных сопротивлений X_d **и** X_q. Из формулы (6.23) можно определить синхронное индуктивное сопротивление машины по продольной оси $X_d = E_0/I_к$, где ЭДС E_0 и ток $I_к$ должны быть взяты при одном и том же значении тока возбуждения (рис. 6.30, *а*). Для прямолинейного участка характеристики холостого хода не имеет значения, при каком токе возбуждения определяется X_d, так как во всех случаях $X_d = \text{const}$. Это же значение сопротивления X_d получим при определении E_0 по спрямленной характеристике холостого хода Oa, соответствующей ненасыщенной машине.

При учете насыщения сопротивление X_d уменьшается. Однако его значение различно для разных точек реальной характе-

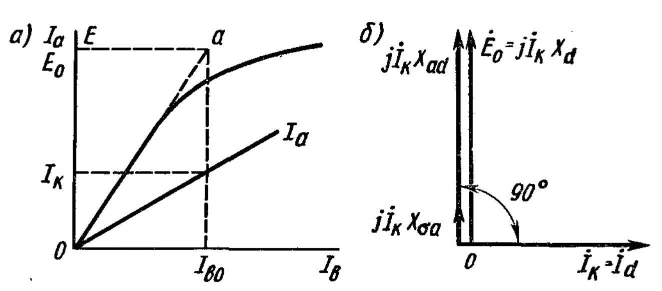


Рис. 6.30. Характеристики холостого хода и короткого замыкания (*а*) и векторная диаграмма явнополюсной машины при коротком замыкании (*б*)

ристики холостого хода. Поэтому практически употребляется значение X_d для ненасыщенной машины, а учет насыщения, если это требуется, производится путем непосредственного определения соответствующих ЭДС по характеристике холостого хода (как это показано в § 6.6). Если известны коэффициенты приведения k_d и k_q, то по полученному значению X_d можно определить синхронное индуктивное сопротивление по поперечной оси $X_q = (k_q/k_d) X_d$. В неявнополюсных машинах $X_d = X_q = X_{сн}$, т. е. $X_{сн} = E_0/I_к$. Если выразить синхронные индуктивные сопротивления в относительных единицах, то

$$X_{d*} = (I_{a\,ном}/U_{ном}) X_d; \quad X_{q*} = (I_{a\,ном}/U_{ном}) X_q, \tag{6.25}$$

где $I_{a\,ном}$ и $U_{ном}$ – номинальные значения фазных тока и напряжения.

В современных синхронных явнополюсных машинах средней и большой мощности $X_{d*} = 0{,}6 \div 1{,}6$, а $X_{q*} = 0{,}4 \div 1$. Сопротивление X_{d*} определяется в основном реакцией якоря, так как относительная величина индуктивного сопротивления, обусловленного потоком рассеяния, мала ($X_{\sigma a*} = 0{,}1 \div 0{,}2$). В неявнополюсных машинах средней и большой мощности обычно сопротивление $X_{сн*} = 0{,}9 \div 2{,}4$.

Сопротивления, выраженные в относительных единицах, характеризуют параметры машины, показывая относительную (относительно номинального напряжения) величину падения напряжения при номинальном токе. Кроме того, эти величины позволяют сравнивать свойства генераторов различной мощности.

Отношение короткого замыкания. Иногда в паспорте машины указывают величину, обратную X_{d*}, называемую *отношением короткого замыкания*:

$$\boxed{ОКЗ = 1/X_{d*} = U_{ном}/(I_{a\,ном} X_d).} \tag{6.26}$$

Это отношение характеризует значение установившегося тока к. з. $I_{к.ном} = ОКЗ I_{ном}$, который возникает при номинальном токе возбуждения генератора (соответствующем номинальному напряжению).

При указанных выше значениях X_{d*} и X_{q*} для неявнополюсных машин $ОКЗ = 0{,}5 \div 1{,}0$, а для явнополюсных $0{,}8 \div 1{,}8$. Следовательно, *установившийся ток короткого замыкания в синхронных машинах сравнительно невелик* (в некоторых машинах он меньше номинального), так как при этом режиме $\psi_к \approx 0$, и поле якоря сильно размагничивает машину. Очевидно, что при коротком замыкании результирующий магнитный поток $\Phi_{рез.к} \ll \Phi_в$ и ЭДС $E \ll E_0$.

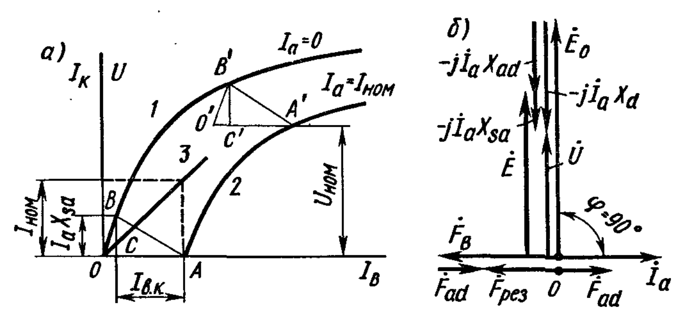


Рис. 6.31. Индукционная нагрузочная характеристика синхронного генератора (*а*) и его векторная диаграмма при индуктивной нагрузке (*б*)

Величина ОКЗ имеет большое значение для эксплуатации: она показывает кратность тока к. з. и определяет значение мощности, которой можно нагрузить синхронный генератор. Следовательно, целесообразнее иметь машину с большим ОКЗ, однако это требует выполнения ее с большим воздушным зазором, что существенно удорожает машину.

Определение индуктивного сопротивления $X_{\sigma a}$. Для определения $X_{\sigma a}$ *снимают индукционную нагрузочную характеристику* генератора, т. е. зависимость его напряжения U от тока возбуждения $I_в$ при неизменных токе нагрузки $I_a = I_{ном}$, частоте f_1 и $\cos\varphi = 0$ (чисто индуктивная нагрузка). Нагрузочная характеристика *2* (рис. 6.31, *а*) проходит ниже характеристики холостого хода *1*, которую можно рассматривать как частный случай нагрузочной характеристики при $I_a = 0$. Так как при снятии индукционной нагрузочной характеристики в машине имеется только продольная составляющая МДС F_{ad} реакции якоря, то, как следует из векторной диаграммы (рис. 6.31, *б*), результирующая МДС $\dot{F}_{рез} = \dot{F}_в - \dot{F}_{ad}$ и напряжение машины $\dot{U} = \dot{E}_0 - j\dot{I}_aX_{ad} - j\dot{I}_aX_{\sigma a} = \dot{E} - j\dot{I}_aX_{\sigma a}$. Точка *A* кривой *2* соответствует режиму короткого замыкания, т. е. значению $U = 0$ при $I_к = I_{ном}$. Треугольник *ABC* называют *реактивным* или *характеристическим треугольником*; его горизонтальный катет *CA* соответствует току возбуждения $I_{в.к}$, компенсирующему размагничивающее действие реакции якоря $F_{ad\,ном}$, а вертикальный катет *BC* – ЭДС, необходимой для компенсации падения напряжения $I_{a\,ном}X_{\sigma a}$ при номинальном токе якоря. Для любой другой точки нагрузочной характеристики при $\varphi = 90°$ составляющая тока возбуждения, компенсирующая размагничивающее действие реакции якоря, остается неизменной, так как значение тока якоря постоянно. Неизменным остается и падение напряжения $I_{a\,ном}X_{\sigma a}$. Сле-

довательно, нагрузочную характеристику можно получить как след вершины A реактивного треугольника при перемещении его так, чтобы вершина B скользила по характеристике холостого хода, а стороны треугольника оставались бы параллельными соответствующим сторонам первоначально построенного треугольника. В этом легко убедиться, рассматривая точку A' и треугольник $A'B'C'$ (рис. 6.31) при номинальном напряжении $U_{ном}$. В этом режиме ЭДС $E = U_{ном} + I_{a\,ном}X_{\sigma a}$, т. е. равна ординате точки B'; отрезок $\overline{A'C'}$ соответствует току $I_{в.к}$, компенсирующему размагничивающее действие реакции якоря. Отрезок $\overline{O'C'} = \overline{OC}$ соответствует составляющей тока возбуждения, необходимой для индуцирования ЭДС $E_{\sigma a} = I_{a\,ном}X_{\sigma a}$.

Из рассмотренного выводим следующий способ определения индуктивного сопротивления $X_{\sigma a}$. На кривой *2* находят точку A', соответствующую номинальному напряжению $U_{ном}$, и откладывают влево от этой точки отрезок $\overline{O'A'} = \overline{OA}$ (его определяют по характеристике короткого замыкания на рис. 6.30, *а* для тока $I_к = I_{ном}$). Затем через точку O' проводят прямую, параллельную начальной части характеристики *1*, до пересечения с этой характеристикой в точке B'. Опустив из точки B' перпендикуляр на линию $O'A'$, получают отрезок $\overline{B'C'} = I_{a\,ном}X_{\sigma a}$. Следовательно, $X_{\sigma a} = \overline{B'C'}/I_{a\,ном}$.

Сопротивление, найденное описанным способом (его называют *сопротивлением Потье*), несколько превышает действительное сопротивление $X_{\sigma a}$, обусловленное потоками рассеяния; обычно $X_P \approx (1{,}05 \div 1{,}3)\,X_{\sigma a}$. Последнее объясняется тем, что в точках B' (при холостом ходе) и A' (при токе $I_{a\,ном}$) токи возбуждения различны, и, хотя ЭДС и потоки в воздушном зазоре одинаковы, при бóльшем токе возбуждения наблюдается увеличение магнитного сопротивления из-за бóльших потоков рассеяния обмотки возбуждения, насыщающих полюсы и ярмо индуктора, т. е. реально $\overline{A'C'} > \overline{AC}$.

§ 6.9. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА С СЕТЬЮ

Особенности работы генератора на сеть большой мощности. Обычно на электростанциях устанавливают несколько синхронных генераторов для параллельной работы на общую электрическую сеть. Это обеспечивает увеличение общей мощности электростанции (при ограниченной мощности каждого из установленных на ней генераторов), повышает надежность энергоснабжения потребителей и позволяет лучше организовать

обслуживание агрегатов. Электрические станции, в свою очередь, объединяют для параллельной работы в мощные энергосистемы, позволяющие наилучшим образом решать задачу производства и распределения электрической энергии. Таким образом, для синхронной машины, установленной на электрической станции или на каком-либо объекте, подключенном к энергосистеме, типичным является режим работы на сеть большой мощности, по сравнению с которой собственная мощность генератора является очень малой. В этом случае с большой степенью точности можно принять, что генератор работает параллельно с сетью бесконечно большой мощности, т. е. что *напряжение сети* U_c *и ее частота* f_c *являются постоянными, не зависящими от нагрузки данного генератора.*

Включение генератора на параллельную работу с сетью. В рассматриваемом режиме необходимо обеспечить возможно меньший бросок тока в момент присоединения генератора к сети. В противном случае возможны срабатывание защиты, поломка генератора или первичного двигателя.

Ток в момент подключения генератора к сети будет равен нулю, если удастся обеспечить равенство мгновенных значений напряжений сети u_c и генератора $u_г$:

$$U_{cm}\sin(\omega_c t - \alpha_c) = U_{гm}\sin(\omega_г - \alpha_г). \qquad (6.27)$$

На практике выполнение условия (6.27) сводится к выполнению трех равенств: значений напряжений сети и генератора $U_{cm} = U_{гm}$ или $U_c = U_г$; частот $\omega_c = \omega_г$ или $f_c = f_г$; их начальных фаз $\alpha_c = \alpha_г$ (совпадение по фазе векторов $\dot{U}_c$ и $\dot{U}_г$). Кроме того, для трехфазных генераторов нужно согласовать порядок чередования фаз.

Совокупность операций, проводимых при подключении генератора к сети, называют *синхронизацией*. Практически при синхронизации генератора сначала устанавливают номинальную частоту вращения ротора, что обеспечивает приближенное равенство частот $f_c \approx f_г$, а затем, регулируя ток возбуждения, добиваются равенства напряжения $U_c = U_г$. Совпадение по фазе векторов напряжений сети и генератора ($\alpha_c = \alpha_г$) контролируется специальными приборами — *ламповым* и *стрелочными синхроноскопами.*

Ламповые синхроноскопы применяют для синхронизации генераторов малой мощности, поэтому обычно их используют в лабораторной практике. Этот прибор представляет собой три лампы, включенные между фазами генератора и сети (рис. 6.32, *а*). На каждую лампу действует напряжение $\Delta u = u_c - u_г$, которое при $f_c \neq f_г$ изменяется с частотой $\Delta f = f_c - f_г$, называемой *частотой биений* (рис. 6.32, *б*). В этом

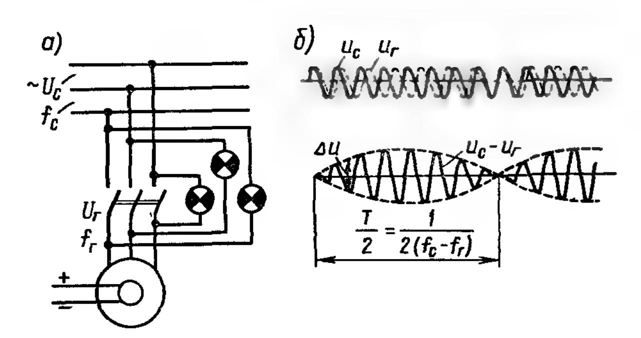


Рис. 6.32. Схема подключения синхронного генератора к сети с помощью лампового синхроноскопа (*а*) и кривые изменения напряжений $u_с$ и $u_г$ перед включением генератора (*б*)

случае лампы мигают. При $f_с \approx f_г$ разность Δu изменяется медленно, вследствие чего лампы постепенно загораются и погасают.

Обычно генератор подключают к сети в тот момент, когда разность напряжений Δu на короткое время становится близкой нулю, т. е. в середине периода погасания ламп. В этом случае выполняется условие совпадения по фазе векторов $\dot{U}_с$ и $\dot{U}_г$. Для более точного определения этого момента часто применяют нулевой вольтметр, имеющий растянутую шкалу в области нуля. После включения генератора в сеть дальнейшая синхронизация частоты его вращения, т. е. обеспечение условия $n_2 = n_1$, происходит автоматически.

Генераторы большой мощности синхронизируют с помощью стрелочных синхроноскопов, работающих по принципу вращающегося магнитного поля. В этих приборах при $f_с \neq f_г$ стрелка вращается с частотой, пропорциональной разности частот $f_с - f_г$, в одну или другую сторону в зависимости от того, какая из этих частот больше. При $f_с = f_г$ стрелка устанавливается на нуль; в этот момент и следует подключать генератор к сети. На электрических станциях обычно используют автоматические приборы для синхронизации генераторов без участия обслуживающего персонала.

Довольно часто применяют *метод самосинхронизации*, при котором генератор подключают к сети при отсутствии возбуждения (обмотка возбуждения замыкается на активное сопротивление). При этом ротор разгоняют до частоты вращения, близкой к синхронной (допускается скольжение до 2%), за счет вращающего момента первичного двигателя и асинхронного момента, обусловленного индуцированием тока

в демпферной обмотке. После этого в обмотку возбуждения подают постоянный ток, что приводит к втягиванию ротора в синхронизм. При методе самосинхронизации в момент включения генератора возникает сравнительно большой бросок тока, который не должен превышать $3{,}5I_{a\,ном}$.

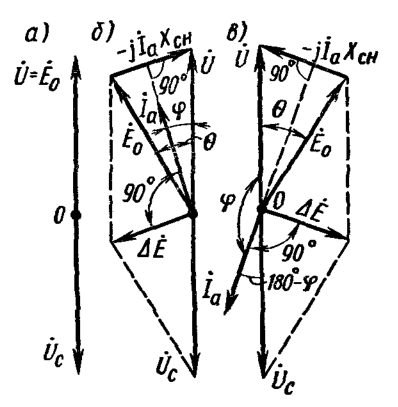


Рис. 6.33. Упрощенные векторные диаграммы неявнополюсного генератора при параллельной работе с сетью

Регулирование активной мощности. После включения генератора в сеть его напряжение U становится равным напряжению сети U_c. Относительно внешней нагрузки напряжения U и U_c совпадают по фазе, а по контуру «генератор – сеть» находятся в противофазе, т. е. $\dot U = -\dot U_c$ (рис. 6.33, *а*). При точном выполнении указанных трех условий, необходимых для синхронизации генератора, его ток I_a после подключения машины к сети равняется нулю. Рассмотрим, какими способами можно регулировать ток I_a при работе генератора параллельно с сетью на примере неявнополюсного генератора.

Ток, проходящий по обмотке якоря неявнополюсного генератора, можно определить из уравнения (6.23)

$$\boxed{\dot I_a = (\dot E_0 - \dot U)/(jX_{сн}) = -j(\dot E_0 - \dot U)/X_{сн}.} \tag{6.28}$$

Так как $U = U_c = \text{const}$, то силу тока I_a можно изменять только двумя способами – изменяя ЭДС E_0 по величине или по фазе.

Если к валу генератора приложить внешний момент, больший момента, необходимого для компенсации магнитных потерь мощности в стали и механических потерь, то ротор приобретает ускорение, вследствие чего вектор $\dot E_0$ смещается относительно вектора $\dot U$ на некоторый угол θ в направлении вращения векторов (рис. 6.33, *б*). При этом возникает некоторая небалансная ЭДС ΔE, приводящая согласно (6.28) к появлению тока I_a. Возникающую небалансную ЭДС $\Delta\dot E = \dot E_0 - \dot U = \dot E_0 + \dot U_c = j\dot I_a X_{сн}$ можно показать на векторной диаграмме (рис. 6.33, *б*). Вектор тока I_a отстает от вектора ΔE на 90°, поскольку его величина и направление определяются индуктивным сопротивлением $X_{сн}$.

При работе в рассматриваемом режиме генератор отдает

в сеть активную мощность $P = mUI_a \cos\varphi$ и на вал его действует электромагнитный тормозной момент, который уравновешивает вращающий момент первичного двигателя, вследствие чего частота вращения ротора остается неизменной. Чем больше внешний момент, приложенный к валу генератора, тем больше угол θ, а следовательно, ток и мощность, отдаваемые генератором в сеть.

Если к валу ротора приложить внешний тормозной момент, то вектор $\dot{E}_0$ будет отставать от вектора напряжения $\dot{U}$ на угол θ (рис. 6.33, *в*). При этом возникают небалансная ЭДС $\Delta\dot{E}$ и ток $\dot{I}_a$, вектор которого отстает от вектора $\Delta\dot{E}$ на 90°. Так как угол $\varphi > 90°$, *активная составляющая тока находится в противофазе с напряжением генератора*. Следовательно, в рассматриваемом режиме активная мощность $P = mUI_a \cos\varphi$ забирается из сети, и машина работает двигателем, создавая электромагнитный вращающий момент, который уравновешивает внешний тормозной момент; частота вращения ротора при этом снова остается неизменной.

Таким образом, *для увеличения нагрузки генератора необходимо увеличивать приложенный к его валу внешний момент* (т. е. вращающий момент первичного двигателя), *а для уменьшения нагрузки – уменьшать этот момент. При изменении направления внешнего момента* (если вал ротора не вращать, а тормозить) *машина автоматически переходит из генераторного в двигательный режим.*

Регулирование реактивной мощности. Если в машине, подключенной к сети и работающей в режиме холостого хода (рис. 6.34, *а*), увеличить ток возбуждения $I_в$, то возрастет ЭДС E_0 (рис. 6.34, *б*), возникнет небалансная ЭДС $\Delta\dot{E} = -j\dot{I}_a X_{сн}$ и по обмотке якоря будет проходить ток I_a, который согласно (6.28) определяется только индуктивным сопротивлением $X_{сн}$ машины. Следовательно, ток $\dot{I}_a$ реактивный: он отстает по фазе от напряжения $\dot{U}$ на угол 90° или опережает на тот же угол напряжение сети $\dot{U}_с$. При уменьшении тока возбуждения ток $\dot{I}_a$ изменяет свое направление: он опережает на 90° напряжение $\dot{U}$ (рис. 6.34, *в*) и отстает на 90° от напряжения $\dot{U}_с$. Таким образом, *при изменении тока возбуждения изменяется лишь реактивная составляющая тока I_a, т. е. реактивная мощность машины Q.* Активная составляющая тока I_a в рассматриваемых случаях равна нулю. Следовательно, активная мощность $P = 0$, и машина работает в режиме холостого хода.

При работе машины под нагрузкой создаются те же условия: при изменении тока возбуждения изменяется лишь реактивная составляющая тока I_a, т. е. реактивная мощность машины Q. Режим возбуждения синхронной машины с током $I_{в.п}$, при

котором реактивная составляющая тока I_a равна нулю, называют *режимом полного или нормального возбуждения*. Если ток возбуждения $I_в$ больше тока $I_{в.п}$, при котором имеется режим полного возбуждения, то ток I_a содержит отстающую от U реактивную составляющую, что соответствует активно-индуктивной нагрузке генератора. Такой режим называют *режимом перевозбуждения*. Если ток возбуждения $I_в$ меньше тока $I_{в.п}$, то ток I_a содержит реактивную составляющую, опережающую напряжение U, что соответствует активно-емкостной нагрузке генератора. Такой режим называют *режимом недовозбуждения*.

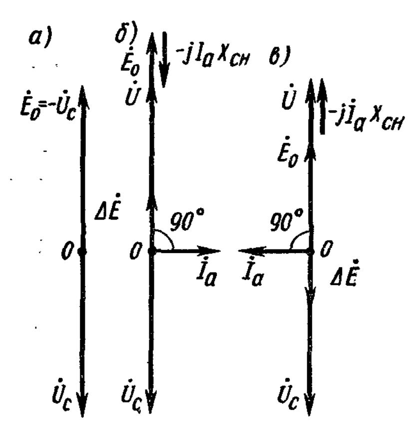


Рис. 6.34. Упрощенные векторные диаграммы неявнополюсного синхронного генератора при параллельной работе с сетью и отсутствии активной нагрузки

Перевозбужденная синхронная машина, работающая в режиме холостого хода, относительно сети эквивалентна емкости. Машину, специально предназначенную для работы в таком режиме, называют *синхронным компенсатором* и используют для повышения коэффициента мощности электрических установок и стабилизации напряжения в электрических сетях. Недовозбужденная синхронная машина, работающая в режиме холостого хода, относительно сети эквивалентна индуктивности.

Возникновение реактивной составляющей тока I_a физически объясняется тем, что при работе синхронной машины на сеть бесконечно большой мощности суммарный магнитный поток сцепленный с каждой из фаз, $\sum\dot{\Phi} = \dot{\Phi}_{рез} + \dot{\Phi}_\sigma = \dot{\Phi}_в + \dot{\Phi}_a + \dot{\Phi}_\sigma$ не зависит от тока возбуждения и при всех условиях остается неизменным, так как

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_a + \dot{E}_{\sigma a} = -\dot{U}_c = \text{const}. \qquad (6.29)$$

Следовательно, если ток возбуждения $I_в$ больше тока, требуемого для полного возбуждения, то возникает отстающая составляющая тока I_a, которая создает размагничивающий поток реакции якоря Φ_a; если ток $I_в$ меньше тока, необходимого для полного возбуждения, то возникает опережающая

составляющая тока I_a, которая создает подмагничивающий поток реакции якоря Φ_a. Во всех случаях суммарный поток машины $\sum\Phi$ автоматически поддерживается неизменным.

§ 6.10. РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЕ С СЕТЬЮ

Способы регулирования. Изменение активной и реактивной мощностей синхронного генератора, работающего параллельно с сетью большой мощности, осуществляется путем изменения внешнего момента и тока возбуждения. Чтобы обеспечить требуемый режим работы генератора, обычно одновременно регулируют и ток возбуждения, и вращающий момент.

Рассмотрим два предельных случая регулирования: а) момента при неизменном токе возбуждения; б) тока возбуждения при неизменном внешнем моменте.

Работа генератора с неизменным током возбуждения. Для генератора с неявно выраженными полюсами векторную диаграмму (рис. 6.35, *а*) строят по уравнению $\dot{U} = \dot{E}_0 - j\dot{I}_a X_{сн}$. Вектор напряжения сети $\dot{U}_с$ по контуру обмотки генератора имеет направление, встречное вектору напряжения генератора, т. е. $\dot{U} = -\dot{U}_с$.

Если генератор работает с $\cos\varphi = 1$, то вектор тока якоря $\dot{I}_{a1}$ совпадает по направлению с вектором напряжения $\dot{U}$, а вектор ЭДС $\dot{E}_{01}$ опережает эти векторы на угол θ_1. При изменении нагрузки, например при ее возрастании, следует увеличить момент, приложенный к валу генератора. При этом угол θ должен увеличиться до какого-то значения θ_2 в соответствии с возрастанием мощности со значения P_1 до P_2.

Принимая полезную мощность (отдаваемую в сеть), равной электромагнитной $P = m(E_0/X_{сн})\,U\sin\theta$, для соотношения мощностей P_1 и P_2 имеем $P_1/P_2 = \sin\theta_1/\sin\theta_2$. Таким образом, при увеличении мощности с P_1 до P_2 вектор ЭДС $\dot{E}_0$ поворачивается в сторону опережения и образует с вектором $\dot{U}$ угол θ_2. Конец вектора $\dot{E}_0$ скользит по окружности радиусом, равным E_0, так как ток возбуждения остается неизменным.

Соединив конец вектора $\dot{U}$ с концом вектора $\dot{E}_{02}$, получим вектор $j\dot{I}_{a2}X_{сн}$. Вектор тока $\dot{I}_{a2}$ перпендикулярен падению напряжения $j\dot{I}_{a2}X_{сн}$, а его модуль определится из соотношения

$$I_{a2}/I_{a1} = |\dot{I}_{a2}X_{сн}|/|j\dot{I}_{a1}X_{сн}|.$$

При уменьшении мощности с P_1 до P_3 следует уменьшить момент, приложенный к валу генератора. При этом новый угол θ_3 меньше угла θ_1. Построение всех векторов (рис. 6.35, *а*) на

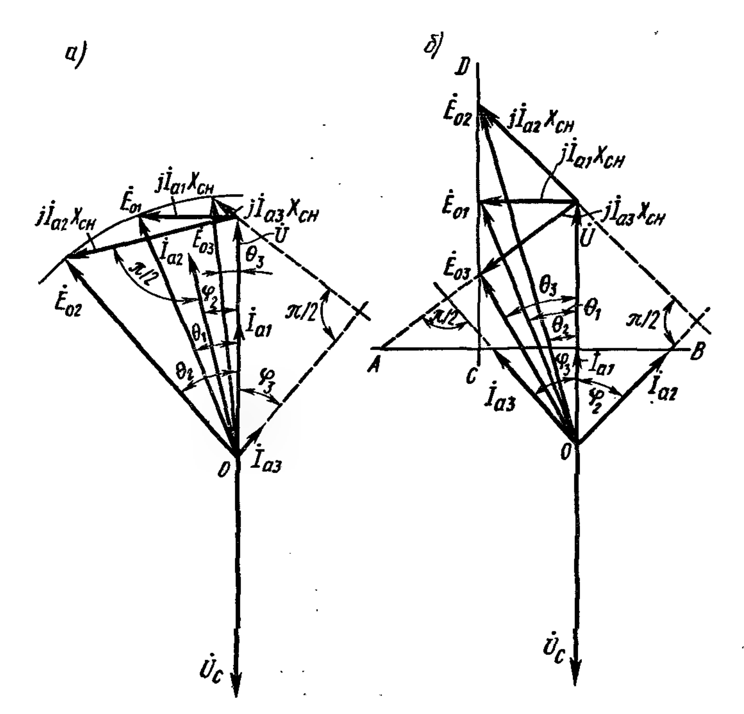


Рис. 6.35. Векторные диаграммы синхронного генератора при различных режимах нагрузки

диаграмме и в этом случае аналогично описанному в предшествующем примере.

Приведенные диаграммы показывают, что *при изменении внешнего момента, приложенного к валу синхронного генератора, работающего параллельно с сетью, изменяется не только активная, но и реактивная мощность.* Следовательно, для того чтобы обеспечить наиболее благоприятный или требуемый режим работы генератора, *при изменении активной мощности необходимо регулировать и ток возбуждения.*

Работа генератора с неизменным моментом. Неизменность внешнего момента на валу генератора эквивалентна неизменности его мощности $P = mUI_a \cos\varphi$. При работе на сеть *большой мощности* $U = U_c = \text{const}$, следовательно, при изменении тока возбуждения остается постоянной активная составляющая тока якоря $I_a \cos\varphi = \text{const}$. На векторной диаграмме (рис. 6.35, *б*) это условие выражается в том, что конец вектора $\dot{I}_a$ скользит по прямой *AB*, перпендикулярной вектору напряжения $\dot{U}$. Однако при неизменной мощности (для машины с неявно-

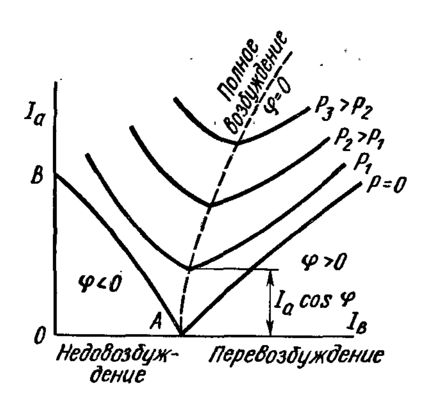


Рис. 6.36. U-образные характеристики синхронного генератора

выраженными полюсами) справедливо условие $P = (mE_0U/X_{сн})\sin\theta = \text{const}$. При изменении тока возбуждения остаются неизменными все величины, кроме E_0 и $\sin\theta$; следовательно, условие неизменной мощности приводит к условию $E_0\sin\theta = \text{const}$. На диаграмме это условие выражается в том, что конец вектора $\dot{E}_0$ скользит по прямой *CD*, параллельной вектору напряжения $\dot{U}$. Чем меньше ток возбуждения, тем меньше по модулю вектор $\dot{E}_0$, но больше угол θ. Вектор тока I_a перпендикулярен вектору падения напряжения $j\dot{I}_aX_{сн}$, поэтому его можно легко построить для каждого угла θ.

На рис. 6.35, *б* показаны положения векторов $\dot{E}_0$, $\dot{I}_a$ и $j\dot{I}_aX_{сн}$ для трех значений тока $I_в$ (эти векторы имеют индексы *1*, *2* и *3*). Минимальному значению тока I_a соответствует режим работы при $\cos\varphi = 1$. Чему соответствует определенный ток возбуждения. При увеличении тока возбуждения свыше этого значения или его уменьшения ток I_a возрастает.

Зависимость тока якоря от тока возбуждения, называемая U-*образной характеристикой*, представлена на рис. 6.36. *Для каждой мощности имеется вполне определенный ток возбуждения, которому соответствует минимум тока якоря. Чем больше мощность, тем больше ток возбуждения*, соответствующий минимальному току якоря. Штриховая кривая, проведенная через точки минимумов, соответствует режимам работы генератора с $\cos\varphi = 1$.

§ 6.11. МОЩНОСТЬ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Активная мощность. Чтобы установить, как зависит активная мощность *P* синхронной машины от угла нагрузки θ, рассмотрим упрощенные векторные диаграммы, построенные при $R_a = 0$. Из диаграммы, приведенной на рис. 6.37, *а* для неявнополюсной машины, можно установить, что общая сторона треугольников *OAB* и *ACB* $AB = OA\sin\theta = AC\cos\varphi$ или с учетом модулей соответствующих векторов

$$E_0\sin\theta = I_aX_{сн}\cos\varphi. \tag{6.30}$$

Следовательно, активная мощность синхронной машины

$$P = mUI_a \cos\varphi = (mUE_0/X_{сн}) \sin\theta. \qquad (6.31)$$

Векторная диаграмма для явнополюсной машины приведена на рис. 6.37, *б*. Так как $\varphi = \psi - \theta$, то активная мощность

$$P = mUI_a \cos(\psi - \theta) = mU(I_a \sin\psi \sin\theta + I_a \cos\psi \cos\theta) = mU(I_d \sin\theta + I_q \cos\theta). \qquad (6.32)$$

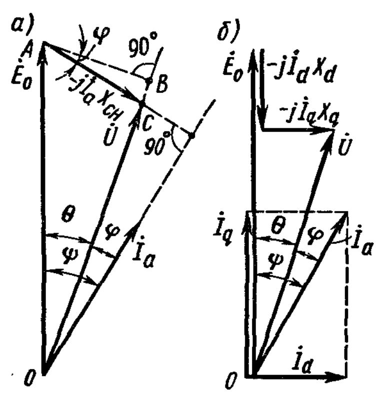


Рис. 6.37. Упрощенные векторные диаграммы неявнополюсной и явнополюсной синхронной машины

Чтобы определить токи I_d и I_q, спроектируем модули векторов ЭДС $\dot{E}_0$, напряжения $\dot{U}$, падений напряжений $-j\dot{I}_d X_d$ и $-j\dot{I}_a X_q$ *на оси – параллельную и перпендикулярную вектору* $\dot{E}_0$ (рис. 6.37, *б*). Тогда $E_0 = U\cos\theta + I_d X_d$; $U \sin\theta = I_q X_q$, откуда

$$I_d = (E_0 - U\cos\theta)/X_d; \; I_q = U\sin\theta/X_q. \qquad (6.33)$$

Подставляя значение I_d и I_q в (6.32), получаем

$$P = mU\{[(E_0 - U\cos\theta)/X_d]\sin\theta + (U\sin\theta/X_q)\cos\theta\},$$

или, используя формулу $\sin 2\theta = 2\sin\theta\cos\theta$,

$$\boxed{P = (mUE_0/X_d)\sin\theta + (mU^2/2)(1/X_q - 1/X_d)\sin 2\theta.} \qquad (6.34)$$

Электромагнитный момент. В синхронных машинах большой и средней мощности потери мощности в обмотке якоря $\Delta P_{аэл} = mI_a^2 R_a$ малы по сравнению с электрической мощностью P, отдаваемой (в генераторе) или потребляемой (в двигателе) обмоткой якоря. Следовательно, если пренебречь величиной $\Delta P_{аэл}$, то можно считать, что электромагнитная мощность машины $P_{эм} = P$. Электромагнитный момент пропорционален мощности $P_{эм}$, поэтому для неявнополюсной и явнополюсной машин соответственно

$$\boxed{M = P_{эм}/\omega_1 = [mUE_0/(\omega_1 X_{сн})]\sin\theta;} \qquad (6.35)$$

$$\boxed{M = P_{эм}/\omega_1 = [mUE_0/(\omega_1 X_d)]\sin\theta + [mU^2/(2\omega_1)](1/X_q - 1/X_d)\sin 2\theta.} \qquad (6.36)$$

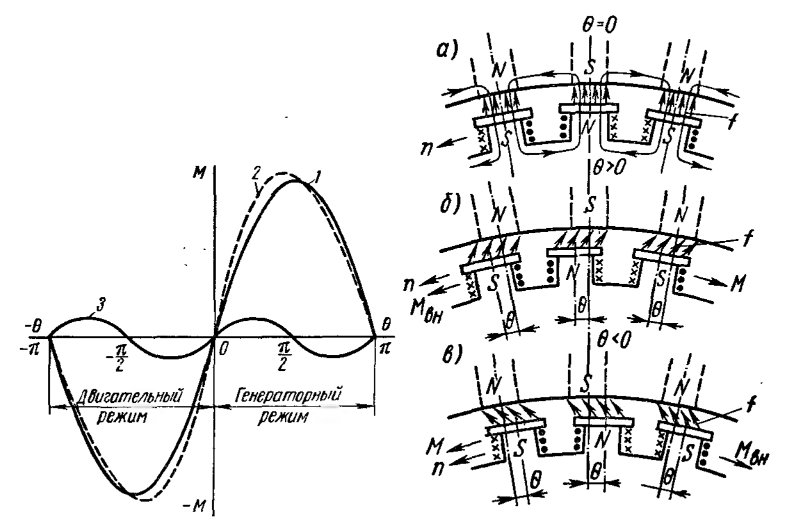


Рис. 6.38. Угловые характеристики явнополюсной и неявнополюсной машин

Рис. 6.39. Характер взаимодействия потоков $\Phi_в$ и $\sum\Phi$ в синхронной машине

При неявнополюсной машине зависимость $M = f(\theta)$ представляет собой синусоиду, симметричную относительно осей координат (рис. 6.38, кривая *1*). При явнополюсной машине из-за неодинаковой магнитной проводимости по различным осям ($X_d \neq X_q$) возникает реактивный момент

$$M_р = [mU^2/(2\omega_1)]\,(1/X_q - 1/X_d)\sin 2\theta. \qquad (6.37)$$

Он появляется в результате стремления ротора ориентироваться по оси результирующего поля, что несколько искажает синусоидальную зависимость $M = f(\theta)$ (кривая *2*). Реактивный момент возникает даже при отсутствии тока возбуждения (когда $E_0 = 0$); он пропорционален $\sin 2\theta$ (кривая *3*).

Так как электромагнитная мощность $P_{эм}$ пропорциональна моменту, то приведенные на рис. 6.38 характеристики в другом масштабе представляют собой зависимости $P_{эм} = f(\theta)$ или при принятом предположении ($\Delta P_{аэл} = 0$) – зависимости $P = f(\theta)$. Кривые $M = f(\theta)$ и $P_{эм} = f(\theta)$ называют *угловыми характеристиками.*

Физически полученная форма кривой $M = f(\theta)$ обусловлена тем, что потоки $\dot{\Phi}_в$ и $\sum\dot{\Phi}$ сдвинуты между собой на тот же угол θ, на который сдвинуты векторы $\dot{E}_0$ и $\dot{U}$ (векторы $\dot{\Phi}_в$ и $\sum\dot{\Phi}$ опережают $\dot{E}_0$ и $\dot{U}$ на 90°). Поэтому если угол θ = 0 (холостой ход), то между ротором и статором существуют только силы

притяжения f, направленные радиально (рис. 6.39, *а*), и электромагнитный момент равен нулю.

При $\theta > 0$ (генераторный режим) ось потока возбуждения $\Phi_в$ (полюсов ротора) под действием вращающего момента $M_{вн}$ опережает ось суммарного потока $\sum\Phi$ на угол θ (рис. 6.39, *б*), вследствие чего электромагнитные силы, возникающие между ротором и статором, образуют тангенциальные составляющие, которые создают электромагнитный тормозной момент M. Максимум момента соответствует значению $\theta = 90°$, когда ось полюсов ротора расположена между осями «полюсов» суммарного потока $\sum\Phi$. При $\theta < 0$ (двигательный режим) ось потока возбуждения под действием тормозного момента нагрузки $M_{вн}$ отстает от оси суммарного потока (рис. 6.39, *в*), вследствие чего тангенциальные составляющие электромагнитных сил, возникающие между ротором и статором, создают электромагнитный вращающий момент M.

§ 6.12. СТАТИЧЕСКАЯ УСТОЙЧИВОСТЬ

Условия статической устойчивости. Угловая характеристика синхронной машины имеет важное значение для оценки *статической устойчивости* и степени перегружаемости. Под *статической устойчивостью синхронной машины*, работающей параллельно с сетью, понимают ее способность сохранять синхронное вращение (т. е. условие $n_2 = n_1$) при изменении внешнего вращающего или тормозного момента $M_{вн}$, приложенного к ее валу. *Статическая устойчивость обеспечивается только при углах* θ, *соответствующих* $M < M_{max}$.

Допустим, что синхронный генератор работает при некотором внешнем моменте $M_{вн}$, передаваемом его ротору от первичного двигателя. При этом ось полюсов ротора сдвинута на некоторый угол θ относительно оси суммарного потока $\sum\Phi$ и машина развивает электромагнитный момент M, который можно считать равным $M_{вн}$ (точки A и C на рис. 6.40, *а*). Если момент $M_{вн}$ возрастает, то ротор генератора ускоряется, что приводит к увеличению угла θ до значения $\theta + \Delta\theta$. При работе машины в точке A возрастание угла θ вызывает увеличение электромагнитного момента до значения $M + \Delta M$ (точка B); в результате равновесие моментов, действующих на вал ротора, восстанавливается и машина после некоторого колебательного процесса продолжает работать с синхронной частотой вращения.

Аналогичный процесс происходит и при уменьшении $M_{вн}$; при этом соответственно уменьшаются угол θ и момент M, а следовательно, равновесие моментов также восстанавливается. Однако если машина работает при $\pi/2 < \theta < \pi$ (точка C), то

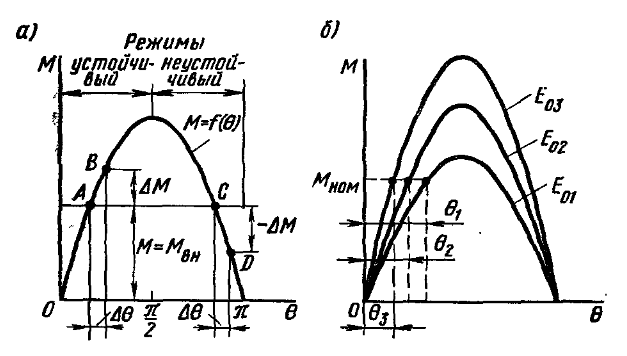


Рис. 6.40. Угловые характеристики при различных значениях E_0

увеличение угла θ вызывает уменьшение электромагнитного момента до значения $M - \Delta M$ (точка D). В результате равновесие моментов, действующих на вал ротора, нарушается, ротор продолжает ускоряться, а угол θ возрастать. Возрастание угла θ может привести к двум результатам: 1) машина переходит в точку устойчивой работы (аналогичную точке A) на последующих положительных полуволнах; 2) ротор по инерции проскакивает устойчивые положения, при этом происходит выпадение из синхронизма, т. е. ротор начинает вращаться с частотой, отличающейся от частоты вращения магнитного поля статора.

Выпадение из синхронизма является аварийным режимом, так как оно сопровождается прохождением по обмотке якоря больших токов. Это объясняется тем, что ЭДС генератора E и напряжение сети U_c при указанном режиме могут складываться по контуру «генератор – сеть», а не вычитаться, как при нормальной работе.

Если внешний момент по какой-либо причине снижается, то при работе машины в точке C угол θ уменьшается, электромагнитный момент возрастает, что приводит к дальнейшему уменьшению угла θ и переходу к работе в устойчивой точке A.

Из рассмотрения рис. 6.40, *а* следует, что *синхронная машина работает устойчиво, если* $dM/d\theta > 0$, *и неустойчиво, если* $dM/d\theta < 0$; *чем меньше угол* θ, *тем больший запас по устойчивости имеет машина.*

Если машина работает в установившемся режиме при некотором угле θ, то малое отклонение Δθ от этого угла сопровождается возникновением момента

$$\Delta M = (dM/d\theta)\,\Delta\theta, \tag{6.38}$$

который стремится восстановить исходный угол θ. Этот момент называют *синхронизирующим.* Ему соответствует понятие синхронизирующей мощности

$$\Delta P_{\text{эм}} = (dP_{\text{эм}}/d\theta)\,\Delta\theta. \tag{6.39}$$

Производные $dM/d\theta$ и $dP_{\text{эм}}/d\theta$ называют соответственно *удельным синхронизирующим моментом и удельной синхронизирующей мощностью* (иногда их называют *коэффициентами синхронизирующего момента и синхронизирующей мощности*). При неявнополюсной машине $dM/d\theta = M_{max}\cos\theta$; $dP_{\text{эм}}/d\theta = P_{\text{эм}\,max}\cos\theta$.

Удельный синхронизирующий момент имеет максимальное значение при $\theta = 0$ – с возрастанием θ он уменьшается; при $\theta = \pi/2$ он равняется нулю, поэтому *синхронные машины обычно работают* с $\theta = 20 \div 35°$, *что соответствует двукратному или несколько большему запасу по моменту.*

Статическая перегружаемость синхронной машины оценивается отношением

$$k_{\text{п}} = M_{max}/M_{\text{ном}} = P_{max}/P_{\text{ном}}. \tag{6.40}$$

Согласно ГОСТу это отношение для мощных генераторов должно быть не менее 1,6–1,7, а для синхронных двигателей большой и средней мощности – не менее 1,65.

Влияние тока возбуждения на устойчивость. Устойчивость генератора при заданном значении активной мощности, отдаваемой в сеть, зависит от тока возбуждения. *При увеличении тока возбуждения возрастает ЭДС* E_0, *а следовательно, и момент* M_{max}; *при этом увеличивается устойчивость машины.*

На рис. 6.40, *б* изображены угловые характеристики при различных токах возбуждения (при различных E_0), откуда следует, что чем больше ток возбуждения, тем меньше угол θ при заданной нагрузке, а следовательно, тем больше отношение $M_{max}/M_{\text{ном}}$ и перегрузочная способность генератора.

Обычно электрическая сеть, на которую работают синхронные генераторы, является для них активно-индуктивной нагрузкой (генераторы отдают как активную P, так и реактивную Q мощности). При этом *синхронные генераторы должны работать с некоторым перевозбуждением, обеспечивающим повышение перегрузочной способности.* Так, например, согласно ГОСТу в синхронных генераторах при номинальном режиме ток $\dot{I}_a$ должен опережать напряжение сети $\dot{U}_{\text{с}}$ (т. е. отставать от напряжения $\dot{U}$) и иметь $\cos\varphi = 0{,}8$. Однако если сеть создает активно-емкостную нагрузку (например, из-за подключения к ней большого числа статических или вращающихся компенсаторов), то генератор для поддержания стабильного напряжения

работает с недовозбуждением, т. е. при токе I_a, опережающем напряжение U. Такой режим неблагоприятен для него, так как с уменьшением тока возбуждения при заданной активной мощности P возрастает угол θ и снижается перегрузочная способность $M_{max}/M_{ном}$, определяющая устойчивость машины.

Регулирование тока возбуждения. В современных синхронных генераторах широко применяют автоматическое регулирование тока возбуждения для стабилизации напряжения при изменении нагрузки и повышения статической и динамической устойчивости. Для этого генераторы большой мощности снабжают регуляторами сильного действия, которые реагируют не только на отклонение напряжения U от установленного значения, но и на производные во времени dU/dt и dI_a/dt; последняя производная определяется изменениями угла нагрузки $d\theta/dt$.

Компаундированные системы возбуждения. В современных синхронных генераторах широко применяют компаундирование, т. е. автоматическое изменение тока возбуждения при изменении тока нагрузки генератора. В генераторах малой и средней мощности используют систему фазового компаундирования (рис. 6.41). В этой системе обмотка возбуждения *2* генератора получает питание от обмотки якоря *1* через полупроводниковый выпрямитель *6*. Ко входу выпрямителя подключены параллельно вторичные обмотки двух трансформаторов *3* и *5*, первичные обмотки которых включены соответственно параллельно и последовательно с обмоткой якоря *1*. Последовательно с вторичной обмоткой трансформатора *3* включен реактор *4*.

На рис. 6.42, *а* приведена упрощенная схема замещения рассматриваемой системы при условии, что внутренние сопротивления трансформаторов *3* и *5* (см. рис. 6.41) и выпрямителя *6* равны нулю. Из нее следует:

$$\dot{I}'_в = \dot{I}_u + \dot{I}_i, \tag{6.41}$$

$$\dot{U}_u = \dot{I}'_в R'_в + j\dot{I}_u X_L, \tag{6.42}$$

где $I'_в$ – ток на входе в выпрямитель *6*; I_u и I_i – выходные токи трансформаторов *3* и *5*; U_u – выходное напряжение трансформатора *3*; X_L – индуктивное сопротивление реактора *4*; $R'_в$ – сопротивление обмотки возбуждения, приведенное к входу выпрямителя *6*.

Из (6.41) и (6.42) имеем

$$\dot{U}_u = \dot{I}'_в R'_в + j(\dot{I}'_в - \dot{I}_i) X_L, \tag{6.43}$$

откуда

$$\dot{I}'_в = (\dot{U}_u + j\dot{I}_i X_L)/(R'_в + jX_L) = \dot{U}'_в/(R'_в + jX_L). \tag{6.44}$$

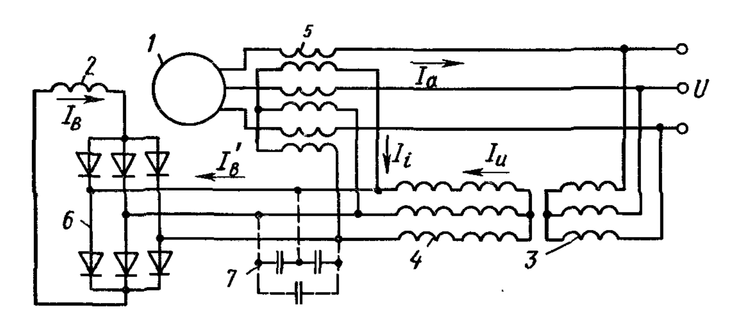


Рис. 6.41. Принципиальная схема системы фазового компаундирования

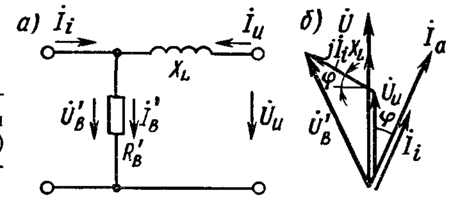


Рис. 6.42. Схема замещения (*а*) и векторная диаграмма (*б*) системы фазового компаундирования

Так как напряжение U_u пропорционально и совпадает по фазе с напряжением генератора U (рис. 6.42, *б*), а ток I_i – пропорционален и совпадает по фазе с током якоря генератора I_a, то напряжение на входе выпрямителя $U'_в$, а следовательно, и ток возбуждения $I_в$ автоматически изменяются при изменении напряжения генератора U, его тока нагрузки I_a и угла сдвига фаз φ между ними. Путем подбора коэффициентов трансформации трансформаторов *3* и *5* и индуктивности реактора *4* (его часто выполняют с подмагничиванием) можно обеспечить стабилизацию выходного напряжения генератора при изменении в широких пределах тока нагрузки и угла сдвига фаз между током и напряжением. Практически из-за насыщения магнитной системы и других причин система фазового компаундирования поддерживает напряжение $U = \text{const}$ с точностью порядка $\pm 5\,\%$. В некоторых схемах фазового компаундирования трансформаторы *3* и *5* объединяют в общий трансформатор с двумя первичными и одной вторичной обмоткой, подключенной к выпрямителю *6*.

Самовозбуждение синхронного генератора в рассматриваемой системе осуществляется за счет потока остаточного магнетизма (см. более подробно § 8.8). Однако вследствие нелинейного сопротивления выпрямителя (оно увеличивается при малых токах) и других причин индуцируемая этим потоком в обмотке якоря ЭДС может оказаться недостаточной

для обеспечения процесса самовозбуждения. В этом случае необходимо применять дополнительные меры для самовозбуждения генератора. К числу этих мер относятся: подключение обмотки возбуждения на период пуска генератора к внешнему источнику постоянного тока небольшой мощности, увеличение потока остаточного магнетизма путем установки на полюсах машины магнитных прокладок или применение резонансного контура.

Для получения резонансного контура на вход выпрямителя можно подключить конденсаторы 7 (см. рис. 6.41), емкость которых подбирают так, чтобы при $n < n_{ном}$ возникал режим резонанса напряжений. В этом случае напряжение на конденсаторах 7, т. е. на входе выпрямителя, резко возрастает, благодаря чему обеспечивается процесс самовозбуждения. При $n = n_{ном}$ условия резонанса нарушаются и конденсаторы не оказывают влияния на работу схемы.

Для генераторов малой и средней мощности система фазового компаундирования обеспечивает достаточную точность стабилизации напряжения. Однако в генераторах значительной мощности применяют обычно дополнительное регулирование посредством корректора напряжения. Один из вариантов системы компаундирования с корректором напряжения представлен на рис. 6.43. В этой системе обмотка возбуждения *2* синхронного генератора получает питание от возбудителя, который имеет две обмотки возбуждения *4* и *5*. Обмотка *4* подключена через регулировочный реостат *6* к якорю *3* возбудителя и, кроме того, через выпрямитель *9* ко вторичной обмотке трансформатора *7*. Первичная обмотка этого трансформатора включена последовательно с якорем *1* генератора. Поэтому при увеличении тока нагрузки генератора возрастает ток в обмотке *4* возбудителя, а следовательно, и его напряжение и ток возбуждения генератора, т. е. осуществляется компаундирование. Степень компаундирования может изменяться посредством реостата *8*.

Дополнительное более точное регулирование осуществляется с помощью корректора напряжения *11*, который подает питание на обмотку возбуждения *5*. Он подключен посредством трансформатора *10* к обмотке якоря генератора, а посредством реостата *8* ко вторичной обмотке трансформатора *7*. В результате корректор реагирует на изменения напряжения и тока нагрузки генератора и изменяет соответствующим образом ток в обмотке возбуждения *5*. Корректор напряжения представляет собой регулятор напряжения, выполненный на транзисторах или магнитных усилителях. Точность стабилизации напряжения генератора в такой системе достигает $\pm 2\%$ при изменении в широких пределах его тока нагрузки и $\cos\varphi$.

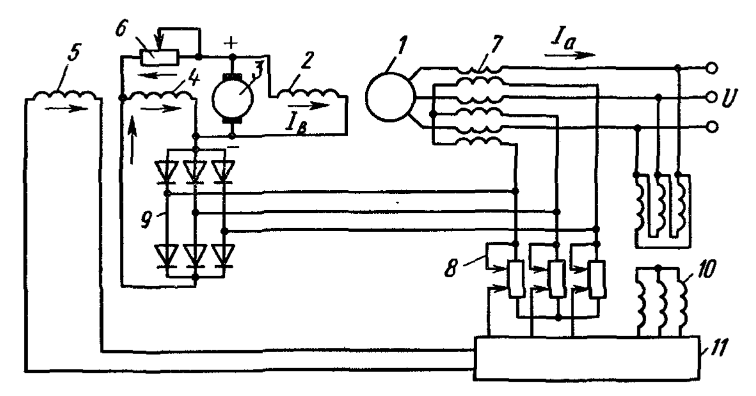


Рис. 6.43. Система возбуждения с токовым компаундированием и корректором напряжения

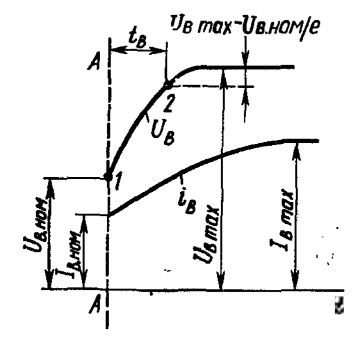


Рис. 6.44. Изменение тока возбуждения и напряжения возбудителя при форсировке возбуждения:

А — А — момент срабатывания релейной защиты

Форсировка возбуждения. Для удержания синхронной машины в синхронизме при снижении напряжения в сети, к которой подключена машина (это может произойти при удаленных коротких замыканиях), применяют форсировку ее тока возбуждения. Форсировка осуществляется автоматически релейной защитой, которая управляет контактными аппаратами, замыкающими накоротко резисторы или реостаты, включенные в цепь обмотки возбуждения возбудителя генератора (например, реостат *6* на рис. 6.43) или подвозбудителя. Согласно ГОСТу эффективность форсировки возбуждения характеризуется кратностью предельного установившегося напряжения возбудителя $k_{ф.в}$, под которой понимается отношение наибольшего установившегося напряжения возбудителя $U_{в\max}$ к номинальному напряжению возбуждения $U_{в.ном}$ (рис. 6.44), а также скоростью нарастания напряжения возбудителя $du_в/dt$ на участке от точки *1* до точки *2*, определяемой по формуле

$$du_в/dt = (1 - 1/e)\,\frac{U_{в\max} - U_{в.ном}}{U_{в.ном}t_в}.$$

В крупных синхронных генераторах и компенсаторах должно быть $k_{ф.в} \geqslant 1{,}8 \div 2{,}0$ и $du_в/dt \geqslant (1{,}5 \div 2{,}0)\, U_{в.ном}$ в секунду. В остальных синхронных машинах $k_{ф.в} \geqslant 1{,}4$, а $du_в/dt \geqslant 0{,}8\, U_{в.ном}$ в секунду.

§ 6.13. СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Синхронная машина, работающая параллельно с сетью, автоматически переходит в двигательный режим, если к валу ротора приложен тормозной момент. При этом машина начинает потреблять из сети активную мощность и возникает электромагнитный вращающий момент. *Частота вращения ротора остается неизменной, жестко связанной с частотой сети по соотношению* $n_2 = n_1 = 60f_1/p$, что является важнейшим эксплуатационным свойством синхронных двигателей.

Векторные диаграммы. По основным комплексным уравнениям синхронной машины (6.15 и 6.21) могут быть построены векторные диаграммы. Однако для синхронного двигателя в приведенные уравнения вместо напряжения машины $\dot{U}$, надо подставить $-\dot{U}_c$, так как термин «напряжение двигателя» обычно не употребляется; при этом для неявнополюсной и явнополюсной машин имеем

$$\left.\begin{aligned} -\dot{U}_c &= \dot{E}_0 - j\dot{I}_a X_{сн}; \\ -\dot{U}_c &= \dot{E}_0 - j\dot{I}_d X_d - j\dot{I}_q X_q. \end{aligned}\right\} \qquad (6.45)$$

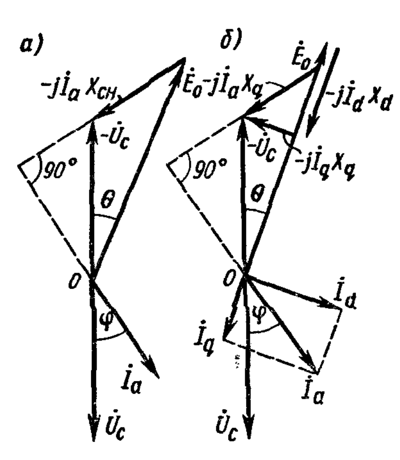


Рис. 6.45. Упрощенные векторные диаграммы синхронного неявнополюсного (*а*) и явнополюсного (*б*) двигателя

Построение векторных диаграмм (рис. 6.45, *а* и *б*) по формулам (6.45) рекомендуется начинать с изображения векторов $\dot{U}_c$ и $-\dot{U}_c$. Затем строится вектор тока $\dot{I}_a$, активная составляющая которого совпадает с направлением вектора $\dot{U}_c$, и определяется вектор $\dot{E}_0$. При построении диаграммы для явнополюсной машины (рис. 6.45, *б*) нужно также (по аналогии с построением диаграммы для генератора, см. рис. 6.26, *в*) сначала определить направление вектора $\dot{E}_0$, прибавив к $-\dot{U}_c$ вспомогательный вектор $j\dot{I}_a X_q$.

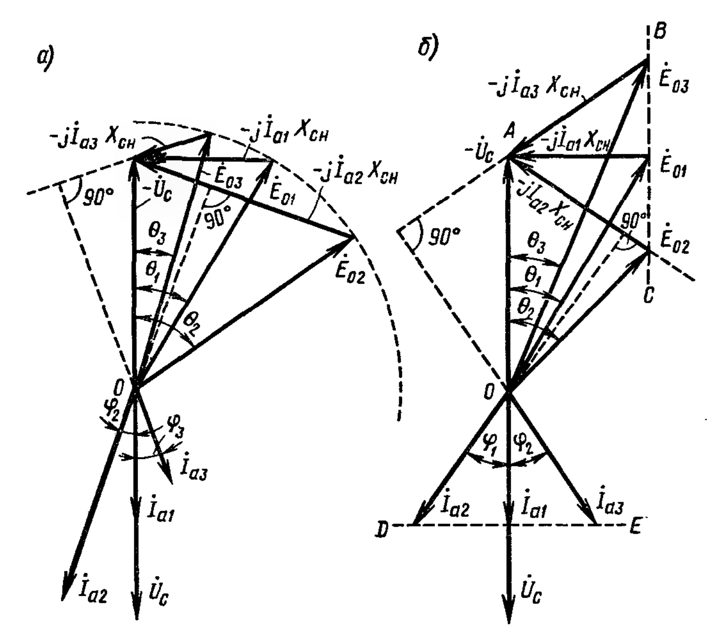


Рис. 6.46. Упрощенные векторные диаграммы синхронного двигателя при изменении нагрузочного момента на валу и тока возбуждения

Чтобы выяснить свойства синхронного двигателя, рассмотрим его работу при изменении нагрузочного момента $M_{вн}$ и постоянном токе возбуждения; при этом для простоты будем пользоваться векторной диаграммой неявнополюсной машины. Допустим, что двигатель работает при $\cos\varphi = 1$, чему на векторной диаграмме (рис. 6.46, *а*) соответствуют ток I_{a1} и угол θ_1. С повышением нагрузки увеличивается угол между векторами $\dot{E}_0$ и $-\dot{U}_c$ до какого-то значения θ_2, так как согласно (6.35) вращающий момент $M = M_{вн}$ пропорционален $\sin\theta$. При этом конец вектора $\dot{E}_0$ перемещается по окружности с радиусом, равным E_0, и при принятых условиях ($I_в = \text{const}$; $E_0 = \text{const}$; $U_c = \text{const}$) вектор тока $\dot{I}_{a2}$ также поворачивается вокруг точки *O*, располагаясь перпендикулярно вектору $-j\dot{I}_{a2}X_{сн}$. Из диаграммы видно, что в рассматриваемом случае ток двигателя $\dot{I}_{a2}$ имеет отстающую реактивную составляющую. Если нагрузка двигателя уменьшается по сравнению с исходной, то угол θ уменьшается до значения θ_3. При этом ток двигателя $\dot{I}_{a3}$ имеет опережающую реактивную составляющую.

Следовательно, *изменение активной мощности синхронного двигателя приводит к изменению его* $\cos\varphi$: при уменьшении

нагрузки вектор тока поворачивается в сторону опережения и двигатель может работать с $\cos\varphi = 1$ или с опережающим током; при увеличении нагрузки вектор тока поворачивается в сторону отставания.

Если при неизменной активной мощности изменять ток возбуждения, то будет изменяться только реактивная мощность, т. е. величина $\cos\varphi$. Векторная диаграмма для этого случая изображена на рис. 6.46, *б*. Если двигатель работает при $\cos\varphi = 1$, то этому режиму соответствует ЭДС $\dot{E}_{01}$ и некоторый угол θ_1. При уменьшении тока возбуждения ЭДС $\dot{E}_0$ снижается до $\dot{E}_{02}$. Поскольку активная мощность остается неизменной, из условия $P_{эл} = P_{эм} = (mUE_0/X_{сн})\sin\theta = \text{const}$ получаем, что $E_{01}\sin\theta_1 = E_{02}\sin\theta_2$, откуда следует, что конец вектора $\dot{E}_0$ при изменении тока возбуждения перемещается по прямой BC, параллельной вектору $\dot{U}_с$ и проходящей через конец вектора $\dot{E}_{01}$. Из векторной диаграммы видно, что угол θ_2 больше θ_1.

Аналогично строят диаграмму при увеличении тока возбуждения. В этом случае ЭДС $\dot{E}_0$ возрастает до величины $\dot{E}_{03}$ и угол θ_3 становится меньшим θ_1. Вектор $-j\dot{I}_{a3}X_{сн}$ поворачивается вокруг точки A и соответственно ему изменяет направление вектор тока $\dot{I}_{a3}$, перпендикулярный вектору $-j\dot{I}_{a3}X_{сн}$, при этом из условия равенства активных мощностей $I_{a1}\cos\varphi_1 = I_{a2}\cos\varphi_2 = I_{a3}\cos\varphi_3$ конец вектора тока $\dot{I}_a$ перемещается по прямой DE, перпендикулярной вектору $U_с$. По диаграмме, приведенной на рис. 6.46, *б*, можно построить U-образные *характеристики для двигателя* $I_a = f(I_в)$, *которые будут иметь такую же форму, как и характеристики для генератора* (см. рис. 6.36), с тем лишь отличием, что для двигателя угол сдвига фаз φ принято отсчитывать от вектора напряжения сети $\dot{U}_с$. При недовозбуждении ток $\dot{I}_a$ отстает от напряжения сети $\dot{U}_с$, т. е. двигатель потребляет из сети реактивную мощность, а при перевозбуждении ток опережает напряжение сети $\dot{U}_с$, т. е. двигатель отдает в сеть реактивную мощность.

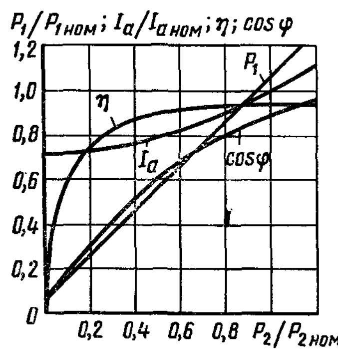


Рис. 6.47. Рабочие характеристики синхронного двигателя

Рабочие характеристики (рис. 6.47). Они представляют собой зависимости тока I_a, электрической мощности P_1, поступающей в обмотку якоря, КПД η и $\cos\varphi$ от отдаваемой ме-

ханической мощности P_2 при $U_c = \text{const}$, $f_c = \text{const}$ и $I_в = \text{const}$. Часто эти характеристики строят в относительных единицах. Поскольку частота вращения двигателя постоянна, зависимость $n_2 = f(P_2)$ обычно не приводится; не приводится также и зависимость $M = f(P_2)$, так как вращающий момент M пропорционален P_2. Зависимость $P_1 = f(P_2)$ имеет характер, близкий к линейному.

Ток двигателя при холостом ходе является практически реактивным. По мере роста нагрузки возрастает активная составляющая тока, в связи с чем зависимость тока I_a от мощности P_2 является нелинейной. Кривая $\eta = f(P_2)$ имеет характер, общий для всех электрических машин. Синхронные двигатели могут работать при $\cos\varphi = 1$, но обычно их рассчитывают на работу при номинальной нагрузке с опережающим током и $\cos\varphi_{ном} = 0{,}9 \div 0{,}8$. В этом случае улучшается суммарный $\cos\varphi$ сети, от которой питаются синхронные двигатели, так как создаваемая ими опережающая реактивная составляющая тока I_a компенсирует отстающую реактивную составляющую тока асинхронных двигателей. Зависимость $\cos\varphi = f(P_2)$ при работе машин с перевозбуждением имеет максимум в области $P_2 > P_{ном}$. При снижении P_2 значение $\cos\varphi$ уменьшается, а отдаваемая в сеть реактивная мощность возрастает.

Достоинства и недостатки синхронного двигателя в сравнении с асинхронным. Синхронные двигатели имеют следующие достоинства:

а) возможность работы при $\cos\varphi = 1$; это приводит к улучшению $\cos\varphi$ сети, а также к сокращению размеров двигателя, так как его ток меньше тока асинхронного двигателя той же мощности. При работе с опережающим током синхронные двигатели служат генераторами реактивной мощности, поступающей в асинхронные двигатели, что снижает потребление этой мощности от генераторов электростанций;

б) меньшую чувствительность к колебаниям напряжения, так как их максимальный момент пропорционален напряжению в первой степени (а не квадрату напряжения);

в) строгое постоянство частоты вращения независимо от механической нагрузки на валу.

Недостатками синхронных двигателей являются:

а) сложность конструкции;

б) сравнительная сложность пуска в ход (см. § 6.14);

в) трудности с регулированием частоты вращения, которое возможно только путем изменения частоты питающего напряжения.

Указанные недостатки синхронных двигателей делают их менее выгодными, чем асинхронные двигатели, при ограни-

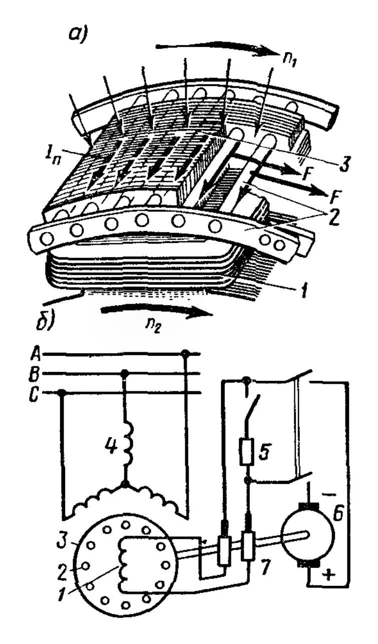
ченных мощностях до 100 кВт. Однако при более высоких мощностях, когда особенно важно иметь высокий $\cos\varphi$ и уменьшенные габаритные размеры машины, синхронные двигатели предпочтительнее асинхронных.

§ 6.14. ПУСК СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Метод асинхронного пуска. *Синхронный двигатель не имеет начального пускового момента.* Если его подключить к сети переменного тока, когда ротор неподвижен, а по обмотке возбуждения проходит постоянный ток, то за один период изменения тока, электромагнитный момент будет дважды изменять свое направление, т. е. средний момент за период равняется нулю. При этих условиях двигатель не сможет прийти во вращение, так как его ротор, обладающий определенной инерцией, не может быть в течение одного полупериода разогнан до синхронной частоты вращения. Следовательно, для *пуска синхронного двигателя необходимо разогнать его ротор с помощью внешнего момента до частоты вращения, близкой к синхронной.*

В настоящее время для этой цели применяют *метод асинхронного пуска.* При этом методе синхронный двигатель пускают как асинхронный, для чего его снабжают специальной короткозамкнутой пусковой обмоткой, выполненной по типу «беличья клетка». Чтобы увеличить сопротивление стержней, клетку изготовляют из латуни. При включении трехфазной обмотки статора в сеть образуется вращающееся магнитное поле, которое, взаимодействуя с током $I_п$ в пусковой обмотке (рис. 6.48, *а*), создает электромагнитные силы F и увлекает за собой ротор. После разгона ротора до частоты вращения, близкой к синхронной, постоянный ток, проходящий по обмотке возбуждения, создает синхронизирующий момент, который втягивает ротор в синхронизм.

Применяют две основные схемы пуска синхронного двигателя. При схеме, изображенной на рис. 6.48, *б*, обмотку возбуждения сначала замыкают на гасящий резистор, сопротивление которого $R_{доб}$ превышает в 8–12 раз активное сопротивление $R_в$ обмотки возбуждения. После разгона ротора до частоты вращения, близкой к синхронной (при $s \approx 0{,}05$), обмотку возбуждения отключают от гасящего резистора и подключают к источнику постоянного тока (возбудителю), вследствие чего ротор втягивается в синхронизм. Осуществить пуск двигателя с разомкнутой обмоткой возбуждения нельзя, так как во время разгона ротора при $s > 0$ в ней вращающимся магнитным полем индуцируется ЭДС $E_в = 4{,}44 f_2 w_в \Phi_m =$



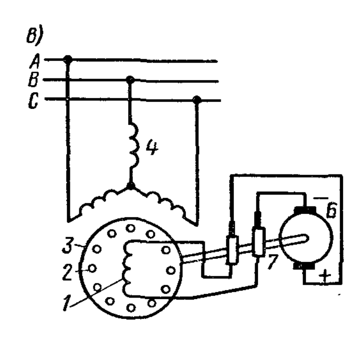


Рис. 6.48. Устройство пусковой обмотки синхронного двигателя (*а*) и схемы его асинхронного пуска (*б* и *в*):

1 – обмотка возбуждения; *2* – пусковая обмотка; *3* – ротор; *4* – обмотка якоря; *5* – гасящее сопротивление; *6* – якорь возбудителя; *7* – кольца и щетки

$= 4{,}4 f_1 s w_в \Phi_m$, где $f_2 = f_1 s$ – частота изменения тока в обмотке возбуждения; $w_в$ – число витков обмотки возбуждения; Φ_m – амплитуда магнитного потока вращающегося поля.

В начальный момент пуска при $s = 1$ из-за большого числа витков обмотки возбуждения ЭДС $E_в$ может достигать весьма большого значения и вызвать пробой изоляции.

При схеме, изображенной на рис. 6.48, *в*, обмотка возбуждения постоянно подключена к возбудителю, сопротивление которого по сравнению с сопротивлением $R_в$ весьма мало, поэтому эту обмотку в режиме асинхронного пуска можно считать замкнутой накоротко. С уменьшением скольжения до $s = 0{,}3 \div 0{,}4$ возбудитель возбуждается и в обмотку возбуждения подается постоянный ток, обеспечивающий при $s \approx 0{,}05$ втягивание ротора в синхронизм.

Различие пусковых схем обусловлено тем, что не во всех случаях может быть применена более простая схема с постоянно подключенной к возбудителю обмоткой возбуждения (рис. 6.48, *в*), так как она имеет худшие пусковые характеристики, чем более сложная схема, приведенная на рис. 6.48, *б*. Главной причиной ухудшения пусковых характеристик является возникновение одноосного эффекта – влияние тока, индуцируемого в обмотке возбуждения при пуске, на характеристику пускового момента.

Одноосный эффект. Для анализа этого явления предположим сначала, что в двигателе отсутствует пусковая обмотка, а обмотка возбуждения замкнута накоротко. В результате при асинхронном пуске двигателя в обмотке возбуждения индуцируется ЭДС с частотой $f_2 = f_1 s$ и по обмотке проходит переменный ток, создающий пульсирующее магнитное поле (обмотка возбуждения в этом случае является однофазной обмоткой переменного тока). Пульсирующее магнитное поле можно разложить на две составляющие: прямое и обратное вращающиеся магнитные поля ротора, которые характеризуются потоками $\Phi_{пр}$ и $\Phi_{обр}$. Частота вращения каждого из этих полей относительно ротора $n_р = \pm 60 f_2/p = \pm 60 f_1 s/p = \pm n_1 s$.

Относительно статора прямое поле вращается с частотой

$$n_{р.пр} = n_2 + n_р = n_1 (1 - s) + n_1 s = n_1, \qquad (6.46)$$

где $n_2 = n_1 (1 - s)$ – частота вращения ротора.

Следовательно, оно вращается синхронно с полем статора; образуемый этим полем с током статора электромагнитный момент $M_{пр}$ изменяется в зависимости от скольжения так же, как и в трехфазном асинхронном двигателе (рис. 6.49, кривая *2*). Обратное поле ротора вращается относительно статора с частотой

$$n_{р.обр} = n_2 - n_1 = n_1 (1 - s) - n_1 s = n_1 (1 - 2s). \qquad (6.47)$$

При частотах вращения ротора $n_2 < 0{,}5 n_1$, т. е. при $s > 0{,}5$, обратное поле, как видно из формулы (6.47), перемещается относительно статора в сторону, противоположную направлению вращения ротора; при $n_2 = 0{,}5 n_1$, это поле неподвижно относительно статора; при $n_2 > 0{,}5$ (т. е. при $s < 0{,}5$) оно перемещается в ту же сторону, что и ротор.

Рис. 6.49. Зависимость электромагнитного момента от скольжения при асинхронном пуске синхронного двигателя

В обмотке статора обратным полем индуцируется ЭДС с частотой $f_1 (1 - 2s)$, для которой обмотка статора является короткозамкнутой. При этом по обмотке статора проходит соответствующий ток. Взаимодействуя с обратным полем ротора, этот ток создает электромагнитный момент $M_{обр}$. Так как направление момента зависит от направления вращения поля $n_{р.обр}$ относительно

статора, то из формулы (6.47) следует, что он является знакопеременным и изменение его направления происходит при $s = 0{,}5$ (рис. 6.49, кривая *3*).

Таким образом, ток, индуцируемый в обмотке возбуждения при пуске двигателя, создает электромагнитный момент, который при частоте вращения, меньшей $0{,}5\,n_1$, является ускоряющим, а при большей частоте вращения – тормозящим.

Особенно резко проявляется действие обратного поля при $n \approx 0{,}5\,n_1$.

Наличие пусковой обмотки на роторе существенно уменьшает обратное магнитное поле и создаваемый им момент. Однако этот момент, складываясь с асинхронным моментом пусковой обмотки (кривая *1*), *создает в кривой результирующего пускового момента провал при частоте вращения, равной половине синхронной* (кривая *4*). Этот провал тем больше, чем больше ток в обмотке возбуждения. Очевидно, что *включение гасящего сопротивления в цепь обмотки возбуждения* (см. рис. 6.48, *б*) *на период пуска уменьшает ток в этой обмотке и улучшает форму кривой пускового момента.*

Следует отметить, что если обмотку возбуждения при пуске не отключить от возбудителя, то по якорю возбудителя в период *пуска проходит переменный ток, что может вызвать искрение* щеток. Поэтому такую схему пуска применяют в случае небольшого нагрузочного момента – не более 50 % от номинального, при сравнительно небольшой мощности двигателя.

§ 6.15. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ. ВЕНТИЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Принципы регулирования. Частота вращения синхронного двигателя n_2 равна частоте вращающегося магнитного поля $n_1 = 60f_1/p$. Следовательно, ее можно регулировать путем изменения частоты питающего напряжения или числа полюсов $2p$. Регулировать частоту вращения путем изменения числа полюсов в синхронном двигателе нецелесообразно, так как в отличие от асинхронного здесь требуется изменять число полюсов как на статоре, так и на роторе, что приводит к значительному усложнению конструкции ротора. Поэтому практически используют лишь изменение частоты питающего напряжения.

К синхронному двигателю применимы все основные положения теории частотного регулирования асинхронного двигателя, в том числе необходимость одновременного изменения как частоты, так и питающего напряжения. Однако в чистом виде частотное регулирование частоты вращения синхронных двигателей применяется только при очень малых мощностях,

когда нагрузочные моменты невелики, а инерция приводного механизма мала. При больших мощностях такие условия имеются только в некоторых типах электроприводов, например в электроприводах вентиляторов.

Для синхронных двигателей, применяемых в электроприводах с большим моментом инерции приводного механизма, необходимо очень плавно изменять частоту питающего напряжения, чтобы двигатель не выпал из синхронизма. Особенно сложным является пуск в ход двигателя, когда начальная частота должна составлять доли герца, а затем постепенно повышаться до максимального значения. Для таких электроприводов наиболее пригодным является *метод частотного регулирования с самосинхронизацией*, при котором двигатель в принципе не может выпасть из синхронизма.

Частотное регулирование без самосинхронизации. Электромагнитный момент синхронного двигателя

$$M = c_{\text{м}} I_a \Phi_{\text{в}} \cos\psi = c_{\text{м}} I_a \Phi_{\text{в}} \cos(\varphi + \theta). \tag{6.48}$$

При частотном регулировании обычно стремятся получить режим работы двигателя с $\cos\varphi = 1$, когда в обмотке якоря имеются минимальные потери энергии. Для этого ток якоря I_a должен поддерживаться постоянным и минимальным:

$$I_{a\min} = M/(c_{\text{м}} \Phi_{\text{в}} \cos\theta). \tag{6.49}$$

Из (6.49) следует, что при неизменных нагрузочном моменте ($M_{\text{н}} = M = \text{const}$) и потоке возбуждения ($\Phi_{\text{в}} = \text{const}$), т. е. токе возбуждения ($I_{\text{в}} = \text{const}$), угол θ в процессе регулирования частоты не должен изменяться. Однако при изменении частоты f_1 изменяются ЭДС E_0, угловая скорость ротора ω_1 и индуктивное сопротивление $X_{\text{сн}}$ (или сопротивления X_d и X_q при явнополюсном роторе), т. е.

$$E_0/E_{0\,\text{ном}} = X_{\text{сн}}/X_{\text{сн.ном}} = \omega_1/\omega_{1\text{ном}} = f_1/f_{1\text{ном}}. \tag{6.50}$$

Поэтому при частотах питающего напряжения f_1, отличных от номинальной частоты $f_{1\text{ном}}$, формула электромагнитного момента [см. (6.35)] принимает вид

$$M = \frac{mUE_0}{\omega_1 X_{\text{сн}}} \sin\theta = \frac{mE_{0\text{ном}}U}{\omega_{1\text{ном}} X_{\text{сн.ном}}} \times \frac{f_{1\text{ном}}}{f_1} \sin\theta = C\frac{U}{f_1}\sin\theta = \text{const}, \tag{6.51}$$

где $C = mE_{0\text{ном}} f_{1\text{ном}}/(\omega_{1\text{ном}} X_{\text{сн.ном}})$ – постоянная.

Из (6.51) следует, что при неизменных значениях нагрузочного момента $M_{\text{н}} = M$ и тока якоря $I_a = I_{a\text{мин}}$ необходимо выдер-

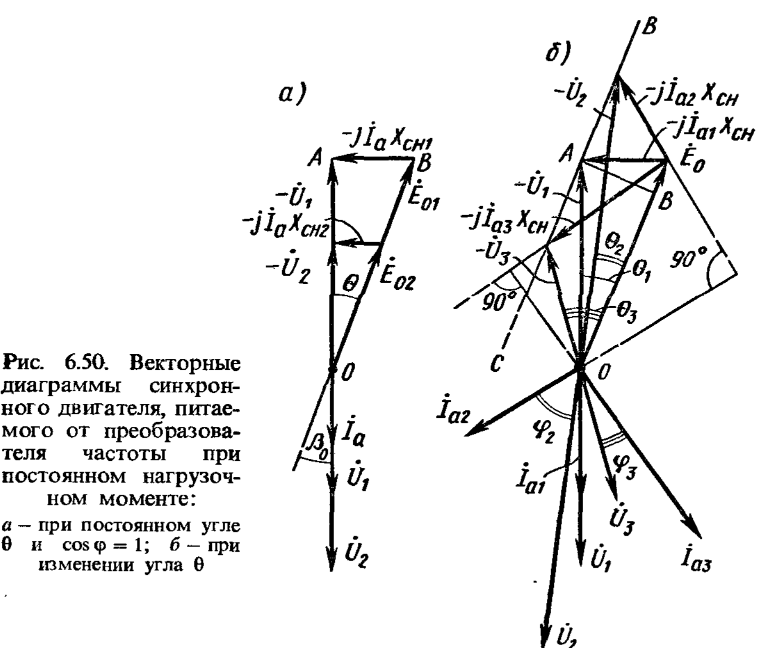


Рис. 6.50. Векторные диаграммы синхронного двигателя, питаемого от преобразователя частоты при постоянном нагрузочном моменте:

а – при постоянном угле θ и cos φ = 1; *б* – при изменении угла θ

живать условие

$$U/f_1 = \text{const}, \tag{6.52}$$

т. е. изменять напряжение U, подаваемое к электродвигателю от преобразователя частоты, пропорционально изменению частоты f_1. При соблюдении условия (6.52) все стороны треугольника OAB (рис. 6.50, *а*) изменяются пропорционально частоте, а угол θ остается неизменным. При изменении нагрузки необходимо в соответствии с (6.48) изменять поток возбуждения $\Phi_в$, т. е. ток возбуждения $I_в$.

Вентильный двигатель. *Принцип частотного регулирования с* самосинхронизацией заключается в том, что управление преобразователем частоты осуществляется от системы датчиков положения ротора, вследствие чего напряжение подается на каждую фазу двигателя при углах нагрузки $\theta < 90°$. При таком регулировании автоматически обеспечиваются условия устойчивой работы двигателя и его перегрузочная способность определяется только перегрузочной способностью преобразователя частоты.

Синхронные двигатели, регулируемые путем изменения частоты с самосинхронизацией, называют *вентильными двигателями*; иногда их называют *бесколлекторными двигателями постоянного тока.* Однако первое название является

более правильным, так как эти двигатели могут получать питание от сети как постоянного, так и переменного тока.

При питании вентильного двигателя от сети постоянного тока в преобразователе частоты должны применяться тиристоры с узлами принудительной коммутации. В двигателях малой мощности допустимо применение транзисторов. При питании вентильного двигателя от тиристорного преобразователя частоты, основанного на использовании *автономного инвертора напряжения* (рис. 6.51, *а*), преобразователь подключен к источнику постоянного тока и формирует трехфазное напряжение изменяющейся частоты, которое подается на фазы *A*, *B* и *C* обмотки якоря двигателя. К каждой фазе можно подвести положительное (тиристорами *T1*,*T2* и *T3*) и отрицательное (тиристорами *T4*, *T5* и *T6*) напряжения.

Если сначала пропускать ток через фазы *A* и *B* (открыты тиристоры *T1* и *T5*), затем – через *B* и *C* (открыты тиристоры *T2* и *T6*), потом – через фазы *C* и *A* (открыты тиристоры *T3* и *T4*) и другие в указанной последовательности, то в машине создается вращающееся магнитное поле. *При изменении частоты переключения тиристоров изменяется частота переменного напряжения, подаваемого на фазы обмотки якоря, а следовательно, и частота вращения ротора.* Для замыкания реактивной составляющей тока якоря в преобразователе имеются диоды *Д1* – *Д6*, включенные параллельно тиристорам, но в обратном направлении.

Коммутация тока в тиристорном преобразователе (переключение тока с одной фазы на другую) требует применения в нем специальных коммутирующих узлов, так как тиристор является не полностью управляемым прибором. Для закрытия тиристора, включенного в цепь постоянного тока, необходимо кратковременно подать на него обратное напряжение определенного значения. В рассматриваемом преобразователе применены два узла принудительной (искусственной) коммутации – по одному для всех тиристоров, присоединяемых соответственно к положительному и отрицательному полюсам источника постоянного тока. Каждый узел состоит из контура *L* – *C* и вспомогательных тиристоров.

Закрытие тиристоров *T1*, *T2* и *T3*, присоединенных к положительному полюсу, производится контуром *L1* – *C1*. При открытии вспомогательного тиристора *T11* конденсатор *C1* заряжается через индуктивность *L1* до двойного напряжения сети и запирает тиристор *T11*. Затем открываются вспомогательные тиристоры *T12*, *T22* или *T23* и подают на тиристоры *T1*, *T2* или *T3* обратное (положительное) напряжение. При этом соответствующий тиристор запирается, а конденсатор *C1* раз-

ряжается через нагрузку. Аналогично запираются тиристоры *T4*, *T5* и *T6*. Сначала открывается вспомогательный тиристор *T12* и через индуктивность *L2* заряжает конденсатор *C2*. Затем открываются вспомогательные тиристоры *T24*, *T25* или *T26* и присоединяются аноды тиристоров *T4*, *T5* или *T6* к отрицательной обкладке конденсатора *C2*.

Напряжение, подаваемое к якорю вентильного двигателя от преобразователя частоты, является, так же как и при частотном регулировании асинхронного двигателя, *несинусоидальным*. Поэтому, чтобы уменьшить вредные воздействия высших гармонических напряжения, тока и потока, двигатель необходимо снабдить мощной демпферной обмоткой с малыми активными и индуктивными сопротивлениями. В этом случае высшие гармонические оказывают на синхронный двигатель сравнительно небольшое воздействие. При наличии такой обмотки режимы работы вентильного двигателя можно рассматривать с учетом только первых гармонических тока и напряжения.

Режим работы вентильного двигателя зависит не только от силы тока возбуждения и соотношения между напряжением и частотой. Большое значение имеют также моменты подачи напряжения на фазы двигателя и параметры преобразователя частоты.

В преобразователе частоты, основанном на использовании инвертора напряжения (рис. 6.51, *а*), значение выходного напряжения почти не зависит от режима работы двигателя, поэтому регулирование необходимо вести при постоянстве угла θ. Это можно осуществить, определяя с помощью какого-либо датчика положение оси полюсов ротора (а следовательно, и направление вектора $\dot{E}_0$) и регулируя подачу управляющих импульсов на тиристоры преобразователя так, чтобы выходное напряжение преобразователя подавалось на соответствующие фазы двигателя с некоторым углом опережения $\beta_0 \approx \theta$ (угол регулирования) относительно положения вектора $\dot{E}_0$ для данной фазы. Можно также определять ось результирующего магнитного потока и подавать питание на соответствующую фазу с требуемым углом β_0. Оба эти метода имеют свои преимущества и недостатки, обусловленные в основном особенностями применяемых датчиков и управляющих устройств.

В рассматриваемой схеме питания вентильного двигателя *угол регулирования* β_0 *практически полностью определяет угол* θ. Если положить $\beta_0 \approx \theta$, то при постоянных значениях частоты питающего напряжения и тока возбуждения (т. е. ω_1 и ЭДС E_0) формула (6.35) принимает вид

$$M = [mUE_0/(\omega_1 X_{сн})] \sin\theta = cU \sin\theta = \text{const}.$$

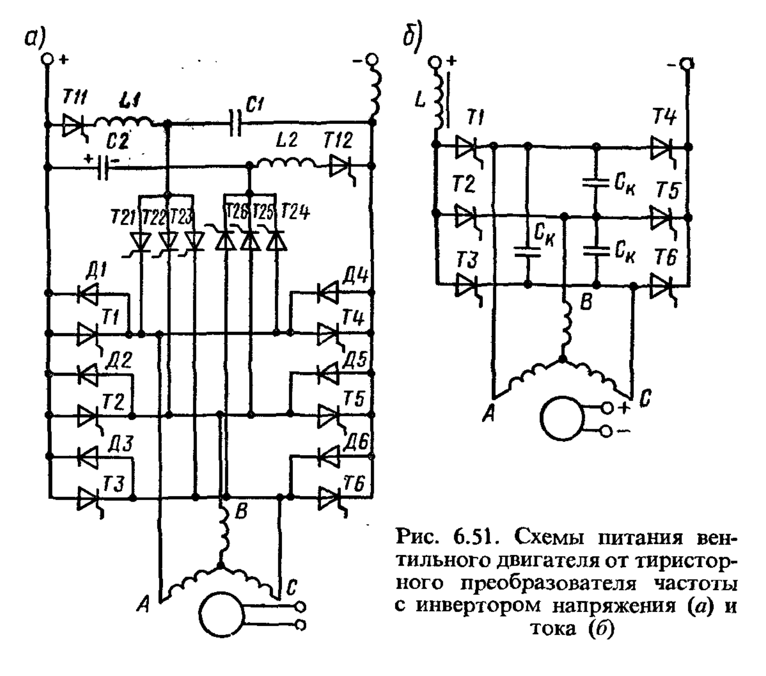


Рис. 6.51. Схемы питания вентильного двигателя от тиристорного преобразователя частоты с инвертором напряжения (*а*) и тока (*б*)

Следовательно, *при изменении угла регулирования* $\beta_0 \approx \theta$ *для поддержания неизменным момента M нужно регулировать напряжение U, подводимое к двигателю от преобразователя.*

На рис. 6.50, *б* показано несколько положений векторов $\dot{U}$, $\dot{I}_a$ и $-j\dot{I}_aX_{сн}$ при $E_0 = \text{const}$ и различных значениях угла опережения $\beta_0 = \theta_1$ векторы $\dot{U}_1$, $\dot{I}_{a1}$ и $-j\dot{I}_{a1}X_{сн}$ направлены так, что ток $\dot{I}_{a1}$ совпадает по фазе с напряжением $\dot{U}_1$ и является минимальным; при уменьшении угла β_0 до $\beta_{02} = \theta_2$ напряжение, подводимое к двигателю, необходимо увеличить до U_2; при этом ток $\dot{I}_{a2}$ будет отставать от $\dot{U}_2$ на угол φ_2; при увеличении угла β_0 до $\beta_{03} = \theta_3$ необходимо уменьшать напряжение, подводимое к двигателю до U_3, при этом ток $\dot{I}_{a3}$ будет опережать $\dot{U}_{п3}$ на угол φ_3. Так как величина $U\sin\theta$ на векторной диаграмме (рис. 6.50, *б*) выражается отрезком *AB*, то при изменении угла опережения конец вектора напряжения $-\dot{U}$ перемещается по прямой *BAC*, проходящей через точку *A* и параллельной вектору $\dot{E}_0$. Ток якоря I_a при таком регулировании может существенно увеличиться, а максимальный момент двигателя в режиме, когда ток $\dot{I}_a$ отстает от напряжения $\dot{U}$ преобразователя (например, в положениях $\dot{I}_{a2}$ и $\dot{U}_2$), уменьшится.

В преобразователе частоты, основанном на использовании инвертора тока, большая индуктивность *L*в цепи постоян-

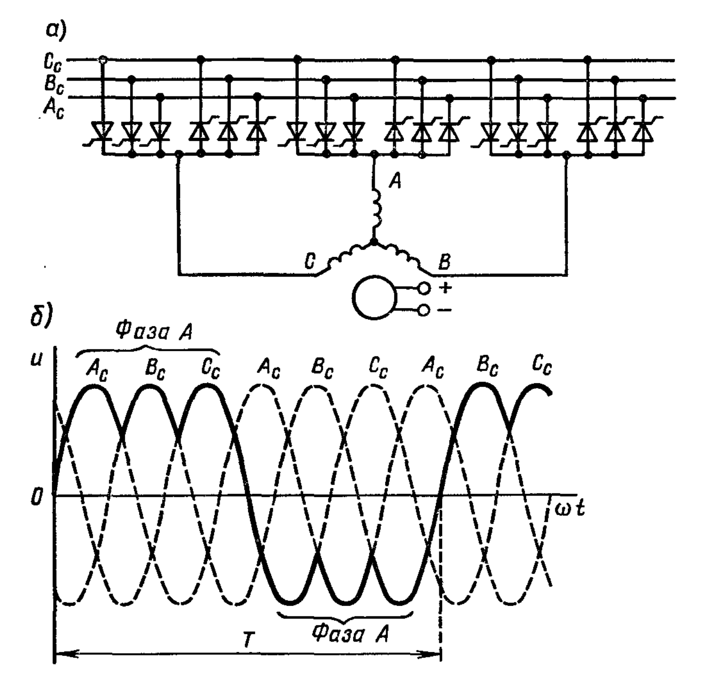


Рис. 6.52. Схема питания вентильного двигателя от преобразователя частоты с непосредственной связью (*а*) и форма кривой выходного напряжения преобразователя (*б*)

ного тока (рис. 6.51, *б*) позволяет считать ток якоря I_a практически неизменным (ток I_a имеет прямоугольную форму). Вследствие этого угол опережения β_0 определяет положение вектора тока $\dot{I}_a$ на диаграмме двигателя относительно положения вектора ЭДС $\dot{E}_0$.

Для того чтобы двигатель работал при $\cos\varphi = 1$, вектор тока $\dot{I}_a$ должен опережать вектор ЭДС $\dot{E}_0$ на угол β_0, который в зависимости от нагрузки составляет 30—60°. Пусковой момент вентильного двигателя максимален при $\beta_0 = 0$, поэтому в электроприводах с тяжелыми условиями пуска сначала регулирование ведут при $\beta_0 = 0$, а с возрастанием частоты вращения начинают задавать некоторый угол опережения.

При необходимости питания вентильного двигателя от сети трехфазного тока можно применять *преобразователи частоты с непосредственной связью*, т. е. без промежуточного выпрямителя (рис. 6.52, *а*). Преимуществом таких преобразователей является отсутствие узлов принудительной коммутации, так как тиристоры перестают проводить ток после изме-

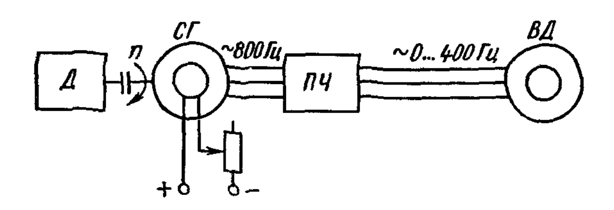


Рис. 6.53. Схема электротрансмиссии автомобиля с вентильными двигателями

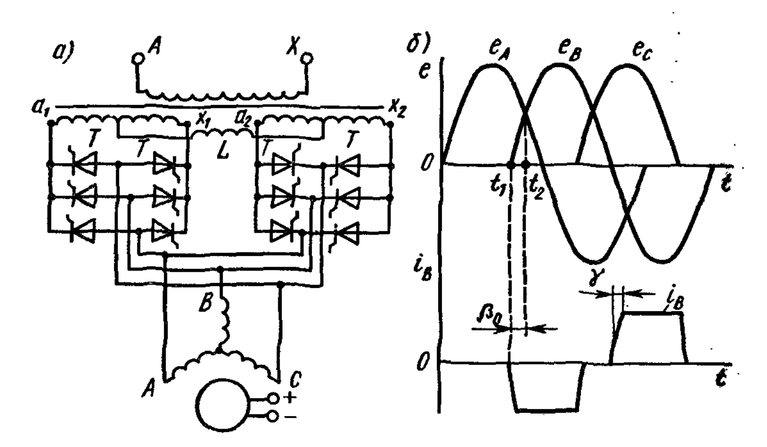


Рис. 6.54. Принципиальная схема питания вентильного двигателя от однофазной сети (*а*) и графики изменения ЭДС и тока в фазе двигателя (*б*)

нения направления напряжения в соответствующей фазе A_c, B_c, C_c источника трехфазного тока. Однако достаточно хорошее *приближение формы выходного напряжения к синусоиде и* четкое прекращение тока (в необходимый момент) можно получить только в том случае, если источник трехфазного тока имеет частоту в 2—3 раза большую, чем выходная частота преобразователя (рис. 6.52, *б*).

Для примера рассмотренного способа питания вентильного двигателя на рис. 6.53 приведена принципиальная схема электротрансмиссии мощного автомобиля. Дизель *Д* вращает вал трехфазного синхронного генератора *СГ* повышенной частоты (800 Гц), примерно с постоянной частотой. Напряжение генератора *СГ*, значение которого регулируется изменением тока возбуждения, подается на тиристорный преобразователь частоты *ПЧ*, от которого пониженная частота подается к вентильным тяговым двигателям *ВД*, каждый из которых вращает

ось соответствующего колеса. При этом частота тока на выходе преобразователя регулируется в пределах от 0 до 400 Гц.

На рис. 6.54, *а* приведена схема питания вентильного двигателя от однофазной сети, разработанная для мощных электровозов переменного тока. Однофазный трансформатор электровоза имеет две вторичные обмотки: $a_1 - x_1$ и $a_2 - x_2$, средние точки которых соединены между собой дросселем *L*. К каждой вторичной обмотке подключены шесть тиристоров *T*, которые позволяют питать обмотку якоря двигателя трехфазным током, создавая вращающееся магнитное поле. При малой частоте вращения, когда частота выходного напряжения (машинная частота) не превышает 10 Гц, коммутация тиристоров (их запирание) происходит под действием напряжения сети. При повышенных частотах коммутация осуществляется за счет ЭДС, индуцируемых в фазах якоря двигателя, так как включение тиристора, питающего очередную фазу, производится с опережением – в момент времени t_1 (рис. 6.54, *б*). Иными словами, включение тиристора происходит раньше, чем ЭДС в этой фазе приближается к значению, при котором происходит естественная коммутация вентилей, включенных в соседние фазы (момент времени t_2). Разность ЭДС по контуру двух фаз, замкнутых накоротко включенными тиристорами одной полярности, обеспечивает закрытие тиристора, питающего ту фазу, в которой индуцируется большая ЭДС. Для нормального закрытия тиристоров практически приходится делать угол опережения β_0 равным 30–60°, так как индуктивность фаз довольно велика и ток в тиристорах нарастает и спадает плавно.

Использование рассмотренного способа коммутации тиристоров вентильного двигателя дает возможность обеспечить работу при частоте, равной частоте питающей сети или даже большей ее (при так называемых «сверхсинхронных частотах вращения»). Для того чтобы при повышенных частотах вращения форма кривой тока в фазах двигателя была близка к прямоугольной, между вторичными обмотками трансформатора включают мощный дроссель *L*, обтекаемый током одного направления. Недостатками рассмотренной схемы питания вентильного двигателя являются сложность системы управления и пониженный КПД (из-за наличия большого дросселя).

Вентильные двигатели, как и асинхронные двигатели с частотным регулированием, являются весьма перспективными. В настоящее время происходит быстрое совершенствование мощных тиристоров, интегральных схем и других полупроводниковых приборов, которое позволит обеспечить надежную работу преобразователей частоты.

§ 6.16. СИНХРОННЫЙ КОМПЕНСАТОР

Синхронный компенсатор представляет собой синхронный двигатель, работающий без нагрузки на валу; при этом по обмотке якоря проходит практически только реактивный ток. Синхронный компенсатор может работать в режиме улучшения cos φ или в режиме стабилизации напряжения.

Обычно электрическая сеть, питающая электроэнергией промышленные предприятия, нагружена током $I_н$, отстающим по фазе от напряжения сети $U_с$ (рис. 6.55, *а*). Это объясняется тем, что от сети получают питание асинхронные двигатели, у которых реактивная составляющая тока довольно велика. Для улучшения cos φ сети синхронный компенсатор должен работать в режиме перевозбуждения. При этом ток возбуждения регулируется так, чтобы ток якоря $\dot{I}_a$ синхронного компенсатора опережал на 90° напряжение сети $\dot{U}_с$ (рис. 6.55, *а*) и был примерно равен реактивной составляющей $\dot{I}_{н.р}$ тока нагрузки $\dot{I}_н$. В результате сеть загружается только активным током нагрузки $\dot{I}_с = \dot{I}_{н.а}$.

При работе в режиме стабилизации напряжения ток возбуждения синхронного компенсатора устанавливается постоянным, причем такого значения, чтобы ЭДС компенсатора E_0 равнялась номинальному напряжению сети $U_{с.ном}$ (рис. 6.55, *б*). В сети при этом имеется некоторый ток $I_н$, создающий падение напряжения $\Delta U \approx I_н R_с \cos\varphi + I_н X_с \sin\varphi$, где $R_с$ и $X_с$ – активное и индуктивное сопротивление сети; φ – угол сдвига фаз между векторами напряжения и тока сети.

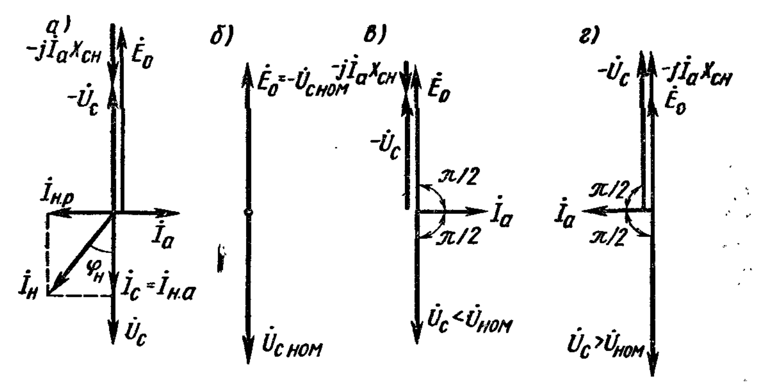


Рис. 6.55. Векторные диаграммы синхронного компенсатора: *а* – в режиме улучшения cos φ сети; *б*, *в*, *г* – в режиме стабилизации напряжения

Если напряжение сети в точке подключения синхронного компенсатора несколько понижается из-за возрастания тока нагрузки $I_н$ и становится меньше $U_{с.ном}$, то синхронный компенсатор начинает забирать из сети реактивный опережающий ток $\dot{I}_a$ (рис. 6.55, *в*). Это уменьшает падение напряжения в ней на величину $\Delta U_к = I_a X_c$. При повышении напряжения в сети, когда $U_с > U_{с.ном}$, синхронный компенсатор загружает сеть реактивным отстающим током $\dot{I}_a$ (рис. 6.55, *г*), что приводит к увеличению падения напряжения на величину $\Delta U_к = I_a X_с$. При достаточной мощности синхронного компенсатора колебания напряжения в сети не превышают 0,5 – 1,0 %. Недостатком указанного метода стабилизации напряжения является то, что синхронный компенсатор загружает линию реактивным током, увеличивая потери в ней.

§ 6.17. ПОНЯТИЕ О ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССАХ В СИНХРОННЫХ МАШИНАХ

Внезапное короткое замыкание генератора. Процессы, возникающие в синхронных машинах при переходных режимах, например при внезапном коротком замыкании или резком изменении нагрузки, весьма сложны, что вызывает значительные трудности при их точном количественном расчете. Однако поведение синхронной машины при указанных режимах имеет очень большое практическое значение, так как переходные процессы могут вызвать повреждение машины, а следовательно, и значительные убытки, связанные с перерывом энергоснабжения объектов, получающих питание от генератора, или прекращением работы электроприводов с синхронными двигателями. Поэтому необходимо иметь общее представление о физических процессах, возникающих при переходных режимах, и установить хотя бы приближенно значение аварийных токов, возникающих при коротком замыкании.

Рассмотрим трехфазное короткое замыкание явнополюсного синхронного генератора, работавшего предварительно в режиме холостого хода. Осциллограммы тока якоря $i_к$ в одной из фаз генератора, тока возбуждения $i_в$ и тока $i_д$ в демпферной обмотке показаны на рис. 6.56. Ток якоря $i_к$ при переходном процессе имеет периодическую и апериодическую составляющие:

$$\boxed{i_к = i_{к.п} + i_{к.а}.} \tag{6.53}$$

Можно предположить, что закон изменения тока якоря подобен изменению тока трансформатора при коротком замыкании, описываемый формулой (2.88). Однако более подробный анализ показывает, что процесс короткого замыкания в

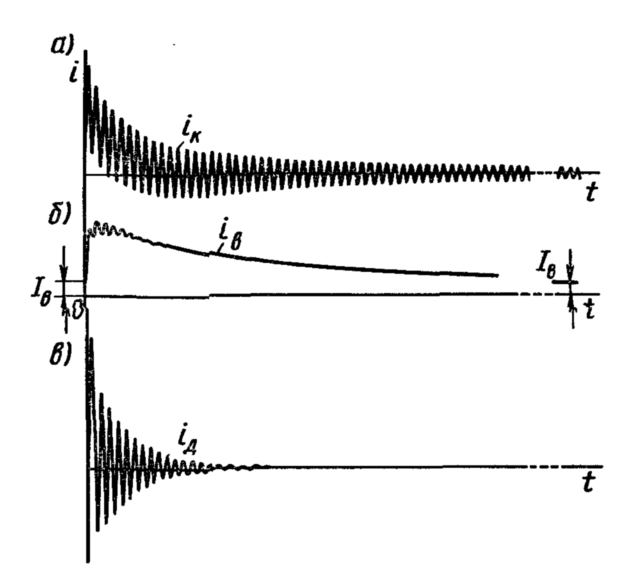


Рис. 6.56. Графики изменения токов в обмотках якоря (*а*), возбуждения (*б*) и демпферной (*в*) при коротком замыкании

синхронном генераторе значительно сложнее, чем в трансформаторе.

При коротком замыкании генератора с течением времени постепенно уменьшается амплитуда периодической составляющей тока генератора (рис. 6.57), в итоге она становится равной амплитуде установившегося тока короткого замыкания:

$$I_{кm} = \sqrt{2}E_0/X_d = E_m/X_d. \quad (6.54)$$

В первом полупериоде амплитуда периодической составляющей в 5–8 раз превышает величину $I_{кm}$. Это обусловлено тем, что в начальный момент процесса короткого замыкания ЭДС синхронного генератора близка к ЭДС холостого хода E_0 и только через 0,6–1,5 с становится равной $\dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{E}_a = \dot{E}_0 - j\dot{I}_к X_d$.

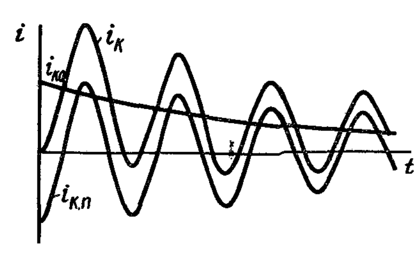


Рис. 6.57. График изменения тока в обмотке якоря при коротком замыкании

Быстрому уменьшению ЭДС E и потока $Ф_{рез}$ препятствует появление переходного тока в обмотке воз-

буждения (рис. 6.56, *б*) вследствие того, что в ней индуцируется ЭДС $e_в = -w_в d\Phi_{рез}/dt$.

Переходный ток в обмотке возбуждения имеет максимум в начальный период короткого замыкания и постепенно затухает, уменьшаясь до установившегося значения тока, предшествующего короткому замыканию. В соответствии с этим снижаются поток $\Phi_{рез}$ и амплитуда периодической составляющей тока короткого замыкания. Наибольшее значение этой амплитуды

$$I'_{уст\,m} = E_m/X'_d, \qquad (6.55)$$

где X'_d – продольное переходное индуктивное сопротивление обмотки якоря; обычно значение его в относительных единицах $X'_{d*} = 0{,}2 \div 0{,}5$.

Поскольку амплитуда периодической составляющей тока короткого замыкания постепенно затухает, приближаясь к установившемуся значению $I_{кm}$, и индуктивное сопротивление синхронной машины значительно больше активного, т. е. угол $\varphi_к = \operatorname{arctg}(X_к/R_к) \approx \pi/2$, то периодическая составляющая

$$\begin{aligned} i_{к.п} &= [(I'_{уст\,m} - I_{кm})e^{-t/T'_d} + I_{кm}]\sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_к) = \\ &= [(E_m/X'_d - E_m/X_d)e^{-t/T'_d} + E_m/X_d]\cos(\omega t + \alpha_0). \end{aligned} \qquad (6.56)$$

Переходная постоянная времени $T'_d = 0{,}4 \div 3{,}0$ с, определяющая затухание тока $i_{к.п}$, зависит не только от параметров обмотки якоря, но и главным образом от параметров обмотки возбуждения.

Если машина имеет демпферную обмотку, то в ней также возникает переходный ток (см. рис. 6.56, *в*), замедляющий уменьшение результирующего потока. При этом амплитуда тока к. з. больше, чем при отсутствии демпферной обмотки

$$I'_{уст\,m} = E_m/X''_d, \qquad (6.57)$$

где X''_d – сверхпереходное индуктивное сопротивление по продольной оси; обычно $X''_{d*} = 0{,}12 \div 0{,}35$.

Затухание тока якоря определяется сверхпереходной постоянной времени $T''_d = 0{,}03 \div 0{,}15$ с, которая зависит в основном от параметров демпферной обмотки. С учетом этого периодическая составляющая тока к. з.

$$\begin{aligned} i_{к.п} = [(E_m/X''_d - E_m/X'_d)e^{-t/T''_d} + (E_m/X'_d - E_m/X'_d)e^{-t/T'_d} + \\ + E_m/X_d]\cos(\omega t + \alpha_0). \end{aligned} \qquad (6.58)$$

Поскольку ЭДС в фазах обмотки якоря сдвинуты по времени, начальный угол α_0 для них различен, а следовательно, различны и токи фаз в переходном периоде.

Апериодические составляющие токов в фазах якоря создают неподвижное в пространстве магнитное поле, которое пересекает вращающийся ротор. Вследствие этого в обмотках ротора возникают периодические ЭДС и токи. Так как по продольной и поперечной осям ротор несимметричен (из-за разных величин воздушного зазора в явнополюсных машинах и из-за того, что по продольной оси имеется обмотка возбуждения), то в апериодическом токе якоря появляется переменная составляющая двойной частоты:

$$i_{\text{к.а}} = -\frac{E_m}{2}\left[\left(\frac{1}{X''_d}+\frac{1}{X''_q}\right)\cos\alpha_0+\left(\frac{1}{X''_d}-\frac{1}{X''_q}\right)\cos(2\omega t+\alpha_0)\right]e^{-t/T_\text{а}} \qquad (6.59)$$

где X''_q – поперечное сверхпереходное индуктивное сопротивление обмотки якоря; $T_\text{а} = (X''_d + X''_q)/(\omega R_a)$ – постоянная времени апериодического тока якоря.

При наличии демпферной обмотки X''_q обычно мало отличается от X''_d и тогда

$$i_{\text{к.а}} = -(E_m/X''_d)\cos\alpha_0 e^{-t/T_\text{а}}. \qquad (6.60)$$

Полный ток к. з.

$$i_\text{к} = i_{\text{к.п}} + i_{\text{к.а}} \approx \left[\left(\frac{E_m}{X''_d}-\frac{E_m}{X'_d}\right)e^{-t/T''_d}+\left(\frac{E_m}{X'_d}-\frac{E_m}{X_d}\right)e^{-t/T'_d}+\frac{E_m}{X_d}\right]\cos(\omega t+\alpha_0)-\frac{E_m}{X''_d}\cos\alpha_0 e^{-t/T_\text{а}}. \qquad (6.61)$$

Значение тока к. з. максимально в той фазе, где $\alpha_0 = 0$ (примерно через полпериода после начала короткого замыкания); это значение называют *ударным током*. Если в формуле (6.61) пренебречь затуханием тока, то

$$I_\text{уд} \approx 2E_m/X''_d. \qquad (6.62)$$

Поскольку постоянные времени T''_d и T'_d малы, некоторое затухание все же происходит. По ГОСТу значение ударного тока

$$I_\text{уд} = 1{,}05\cdot 1{,}8\cdot\sqrt{2}\,U_\text{ном}/X''_d, \qquad (6.63)$$

где коэффициентами 1,8 и 1,5 учитываются соответственно затухание и возможность работы при повышенном напряжении. *Значение ударного тока не должно превышать амплитуду номинального тока якоря более чем в 15 раз.* Так как значения X''_d и X'_d сравнительно малы, то для ограничения

ударного тока в цепь якоря иногда ставят специальный реактор.

При коротком замыкании синхронного генератора возникает также *знакопеременный момент на валу ротора*, который образуется в результате взаимодействия неизменного по направлению магнитного поля, создаваемого апериодической составляющей тока якоря с МДС возбуждения. В наиболее неблагоприятных случаях мгновенные значения этого момента достигают 10-кратного значения по сравнению с номинальным значением, что необходимо учитывать при механических расчетах деталей машины и надежности ее крепления к фундаменту.

Гашение магнитного поля. При коротких замыканиях во внешней цепи срабатывает релейная защита, которая отключает синхронный генератор от присоединенной к нему нагрузки или от сети. Однако при внутренних коротких замыканиях в генераторе отключение его от внешней цепи не ликвидирует режим короткого замыкания, так как в обмотке якоря индуцируется ЭДС и по ней продолжает проходить большой ток. Чтобы устранить режим короткого замыкания в этом случае, необходимо резко уменьшить магнитный поток машины, для чего следует прекратить прохождение тока по ее обмотке возбуждения. Операции, необходимые для прекращения прохождения тока по обмотке возбуждения синхронной машины при аварийных режимах, называют *гашением магнитного поля.*

Гашение магнитного поля в принципе возможно путем быстрого размыкания цепи обмотки возбуждения с помощью соответствующего контакта автоматического выключателя (автомата гашения поля). Однако при этом в обмотке возбуждения индуцируется ЭДС самоиндукции $e_в = -L_в di_в/dt$. Так, как обмотка возбуждения имеет значительную индуктивность $L_в$, то ЭДС $e_в$ может создавать большие перенапряжения, опасные для изоляции обмотки. Поэтому применяют способы гашения магнитного поля, обеспечивающие уменьшение тока возбуждения с некоторой *ограниченной скоростью*, при которой не возникают чрезмерные перенапряжения.

В настоящее время применяют две схемы гашения поля. В одной из них (рис. 6.58, *а*) обмотка возбуждения отключается автоматом гашения поля от возбудителя и замыкается на гасящий резистор, сопротивление которого в 4—5 раз больше сопротивления обмотки возбуждения. При таком значении сопротивления резистора ток к. з. не создает в генераторе значительных внутренних повреждений, а возникающие перенапряжения находятся в допустимых пределах. Гасящий резистор

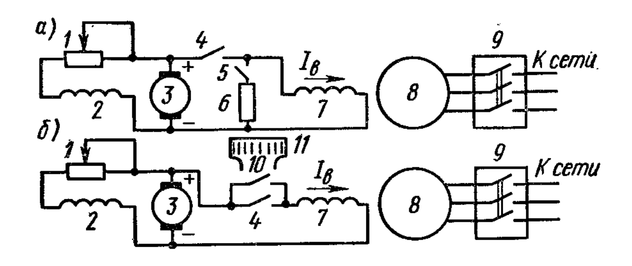


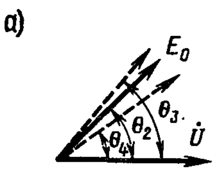
Рис. 6.58. Схемы возбуждения синхронных генераторов с устройствами гашения поля:

а — с гасящим резистором; *б* — с автоматом гашения поля и дугогасительной решеткой; *1* — регулировочный реостат; *2* — обмотка возбуждения возбудителя; *3* — якорь возбудителя; *4, 5, 10* — контакты автомата гашения поля; *6* — гасящий резистор; *7* — обмотка возбуждения генератора; *8* — якорь генератора; *9* — выключатель в цепи якоря; *11* — дугогасительная решетка автомата гашения поля

должен быть рассчитан на длительный ток, равный $0{,}2I_{в.ном}$ для турбогенераторов и $0{,}05I_{в.ном}$ для гидрогенераторов. В другой схеме (рис. 6.58, *б*) скорость уменьшения тока возбуждения ограничивается путем удлинения времени горения в автомате гашения поля, который размыкает цепь обмотки возбуждения. Этот автомат кроме главных контактов *4* имеет специальные дугогасительные контакты *10*, при размыкании которых возникающая дуга выдувается на дугогасительную решетку и гасится в ней. Соответствующим выбором конструкции дугогасительной камеры удается получить умеренную скорость уменьшения тока. При использовании указанных схем гашения поля требуется усиливать изоляцию обмотки возбуждения, на которую в нормальных условиях подается напряжение порядка 50—400 В.

Гашение поля мало влияет на характер переходного процесса нарастания тока якоря при коротких замыканиях, так как этот ток достигает максимального значения $I_{уд}$ примерно через полпериода (при частоте 50 Гц через 0,01 с), а за это время защита не успевает сработать. Оно лишь уменьшает время, в течение которого по обмотке проходит ток к. з. и, следовательно, снижает вероятность повреждения машины этим током.

Резкие изменения нагрузки. При резких изменениях нагрузки синхронной машины, работающей параллельно с сетью, возникают колебания ротора около установившегося значения угла θ, называемые *качаниями*. Допустим, что машина работает при некоторой нагрузке и развивает электромагнитный момент



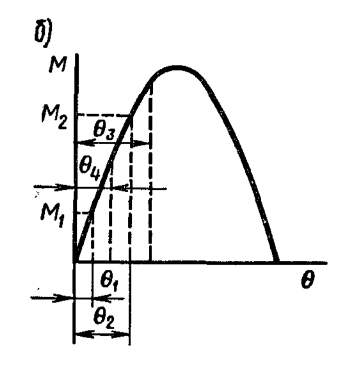


Рис. 6.59. Векторная диаграмма (*а*) и угловая характеристика (*б*) синхронного генератора при качаниях ротора

$M_1 = M_{\text{вн}1}$, соответствующий углу θ_1 (рис. 6.59, *а* и *б*). Если резко увеличить внешний момент, приложенный к валу ротора, до величины $M_{\text{вн}2}$, при которой возрастает отдаваемая машиной электрическая (в генераторе) или механическая (в двигателе) мощность, то угол θ будет постепенно увеличиваться до величины θ_2, соответствующей новому значению электромагнитного момента $M_2 = M_{\text{вн}2}$. Однако из-за инерции ротора угол θ, увеличиваясь, достигает значения $\theta_3 > \theta_2$, а затем под действием синхронизирующего момента начинает уменьшаться до величины $\theta_4 < \theta_2$. В результате возникают колебания угла θ вокруг установившегося значения θ_2, которые сопровождаются колебаниями частоты вращения ротора (качаниями). Опасность таких качаний заключается в том, что из-за инерции ротора *угол θ может существенно превысить 90°, и машина выпадет из синхронизма.*

Частота собственных колебаний синхронных машин невелика (0,5—2,0 Гц), что объясняется большим моментом инерции ротора. Так как изменения угла θ сопровождаются изменениями мощности машины и тока якоря, на наличие колебаний в машине указывают колебания стрелок приборов (амперметра и вольтметра), включенных в цепь якоря. Собственные колебания в синхронных машинах наблюдаются не только при резких изменениях нагрузки, но и в стационарных режимах, так как у машин, работающих параллельно с сетью, всегда имеются небольшие возмущения. Особенно часто такие колебания возникают при холостом ходе, когда на валу нет внешнего момента.

Уменьшения амплитуды качаний и ускорения их затухания достигают путем применения на роторе короткозамкнутой обмотки, называемой *демпферной или успокоительной*. Успокоительное действие демпферной обмотки при качаниях объясняется тем, что в ее стержнях при изменении частоты

вращения ротора индуцируется ЭДС, по ним проходит ток и возникают потери энергии. Действие этой обмотки подобно действию механического демпфера, потери на трение в котором успокаивают колебания механизма (например, сельсина).

Колебания ротора синхронной машины могут быть вынужденными, если на него действует периодически изменяющийся внешний момент. Такие колебания образуются в синхронных генераторах, приводимых во вращение от поршневых машин, например от двигателей внутреннего сгорания, а также в синхронных двигателях, служащих для привода поршневых компрессоров. Поэтому *для уменьшения неравномерности вращающего момента двигатели внутреннего сгорания, предназначенные для вращения синхронных генераторов, и поршневые компрессоры часто имеют маховик.* Генераторы и электродвигатели должны в этом случае иметь достаточно мощную демпферную обмотку.

§ 6.18. НЕСИММЕТРИЧНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Работа генератора при несимметричной нагрузке. Наличие однофазных нагрузок (осветительной сети, тяговых трансформаторов электрифицированных железных дорог и т. п.) вызывает несимметрию фазных токов синхронных генераторов. Анализ несимметричных режимов, как и для трехфазных трансформаторов (см. § 2.21), производится методом симметричных составляющих, при котором трехфазная несимметричная система токов I_A, I_B и I_C разлагается на системы токов прямой, обратной и нулевой последовательностей [см. рис. 2.69 и формулу (2.105)].

Система токов прямой последовательности $\dot{I}_{A1}$, $\dot{I}_{B1}$, $\dot{I}_{C1}$ создает в трехфазной синхронной машине МДС якоря, вращающуюся синхронно с ротором, т. е. неподвижную относительно обмоток ротора. Этот режим уже подробно рассмотрен выше. Индуктивное сопротивление фазы для токов прямой последовательности $X_{пр} = X_{сн}$.

Система токов обратной последовательности I_{A2}, I_{B2}, I_{C2} создает МДС якоря, вращающуюся в сторону, противоположную вращению ротора, так как имеется чередование максимумов тока в фазах, обратное относительно токов прямой последовательности. Следовательно, магнитное поле токов обратной последовательности пересекает обмотки ротора с двойной частотой и индуцирует в обмотке возбуждения и демпферной обмотке ЭДС, имеющую в два раза большую частоту, чем ЭДС обмотки якоря. Наличие ЭДС и токов

двойной частоты в обмотках ротора требует при расчете токов обратной последовательности использовать сверхпереходные (или переходные) индуктивные сопротивления. Другими словами, для потоков обратной последовательности короткозамкнутая демпферная клетка играет ту же роль, что и короткозамкнутая обмотка ротора асинхронной машины относительно вращающегося потока.

Поток обратной последовательности равномерно пересекает то продольную, то поперечную ось ротора. Вследствие этого среднее значение индуктивного сопротивления машины для токов обратной последовательности можно принять равным

$$\boxed{X_{\text{обр}} = X_2 = 0{,}5\,(X''_d + X''_q).} \tag{6.64}$$

Если демпферная обмотка расположена по всей окружности якоря, то

$$X_{\text{обр}} = X_2 \approx X''_d \approx X''_q. \tag{6.65}$$

Сопротивления для токов обратной последовательности можно получить экспериментально, если включить синхронную машину в сеть и вращать ротор с синхронной частотой против направления вращения поля.

Токи двойной частоты, возникающие в демпферных обмотках и массивном роторе, вызывают дополнительные потери, из-за которых может возникнуть опасный нагрев ротора и снижение КПД машины. Увеличение сечения стержней демпферной обмотки для снижения активного сопротивления и потерь не всегда дает положительный эффект, так как при двойной частоте сильно проявляется эффект вытеснения тока. Взаимодействие МДС возбуждения ротора и потока обратной последовательности статора создает знакопеременный колебательный момент, вызывающий вибрацию машины и шум.

Система токов нулевой последовательности I_{A0}, I_{B0}, I_{C0} создает во всех трех фазах МДС, совпадающие по времени, так как

$$\dot{I}_{A0} = \dot{I}_{B0} = \dot{I}_{C0}. \tag{6.66}$$

На рис. 6.60 показаны магнитные поля, образуемые этими токами в каждой из фаз *AX*, *BY* и *CZ* якоря для простейшего случая сосредото-

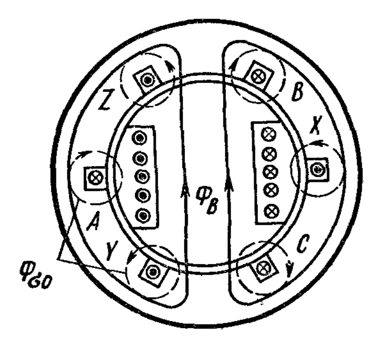


Рис. 6.60. Потоки рассеяния, образуемые токами нулевой последовательности в фазах обмотки якоря

ченной обмотки. При этом для основной гармонической магнитный поток в воздушном зазоре от токов нулевой последовательности равен нулю. Вследствие этого токи нулевой последовательности могут создавать только потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 0}$ и пульсирующие потоки гармонических, кратных трем.

При диаметральной обмотке якоря потоки рассеяния токов нулевой последовательности замыкаются так же, как потоки рассеяния для токов прямой последовательности, а поэтому приблизительно равны и соответствующие индуктивные сопротивления $X_0 = X_{\sigma a}$. При укорочении шага обмотки индуктивное сопротивление уменьшается и достигает минимума при шаге обмотки, равном $^2/_3$ полюсного деления, так как в этом случае во всех пазах проводники нижнего и верхнего слоев принадлежат разным фазам.

Следовательно, при $y = (2/3)\tau$ полный ток нулевой последовательности каждого из пазов равен нулю, а индуктивное сопротивление определяется потоком лобовых частей. При рекомендуемом для синхронных машин шаге $y \approx 0{,}8\tau$ индуктивное сопротивление X_0 уменьшается почти в три раза по сравнению с его значением при диаметральной обмотке. Таким образом, обычно $0{,}3X_{\sigma a} < X_0 < X_{\sigma a}$.

Экспериментально величину X_0 можно определить, если включить все фазы обмотки якоря последовательно и присоединить их к источнику однофазного переменного тока. Обмотку возбуждения при этом нужно замкнуть накоротко, а ротор привести во вращение с номинальной частотой. При этом $U = 3I_0X_0$, откуда $X_0 = U/(3I_0)$. Наличие короткозамкнутой обмотки возбуждения на роторе уменьшает дифференциальный поток рассеяния, а вращение ротора выравнивает фазные сопротивления, которые при неподвижном роторе оказались бы различными из-за различия в положении проводников отдельных фаз относительно оси обмотки возбуждения. Если на роторе имеется мощная демпферная обмотка, то обмотка возбуждения оказывает незначительное влияние на величину X_0, т. е. ее можно не замыкать накоротко и не приводить во вращение.

Несимметричные установившиеся короткие замыкания. Простейшим примером несимметричной нагрузки является однофазное короткое замыкание. Этот режим кроме методического имеет и большое практическое значение, так как его результаты можно использовать при определении токов аварийного короткого замыкания.

При однофазном коротком замыкании (рис. 6.61, а) $\dot{I}_A = \dot{I}_к$; $\dot{I}_B = \dot{I}_C = 0$ и $\dot{U}_A = 0$.

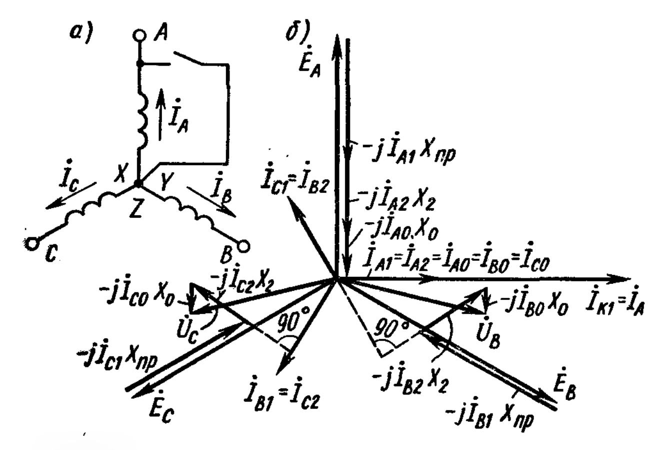


Рис. 6.61. Схема однофазного короткого замыкания (*а*) и векторная диаграмма токов и напряжений при этом режиме (*б*)

Из условия (2.106) для этого режима получаем

$$\dot I_{A1}=\dot I_{A2}=\dot I_{A0}=\dot I_A/3. \tag{6.67}$$

Следовательно, в данном случае во всех трех фазах возникают токи прямой, обратной и нулевой последовательностей, хотя и имеются условия $\dot I_{B1}+\dot I_{B2}+\dot I_{B0}=\dot I_B=0$ и $\dot I_{C1}+\dot I_{C2}+\dot I_{C0}=\dot I_C=0$.

Вращающийся магнитный поток возбуждения индуцирует во всех фазах ЭДС только прямой последовательности $\dot E_1=\dot E_0$. Пренебрегая активными сопротивлениями, для фазы AX

$$\dot U_A=\dot E_A-j\dot I_{A1}X_{пр}-j\dot I_{A2}X_2-j\dot I_{A0}X_0=0 \tag{6.68}$$

или с учетом (6.67)

$$\dot E_A=j\dot I_A(X_{пр}+X_2+X_0)/3, \tag{6.69}$$

откуда установившийся ток однофазного короткого замыкания

$$I_{к1}=I_A=\frac{3E_0}{(X_{пр}+X_2+X_0)}. \tag{6.70}$$

Сравнивая (6.69) со значением установившегося тока трехфазного короткого замыкания $I_{кз}=E_0/X_{сн}$, получаем, что $I_{к1}>I_{кз}$, так как $X_{пр}=X_{сн}$; $X_2<X_{сн}$ и $X_0<X_{сн}$. Напряжения для фаз BY и CZ определим из таких уравнений:

$$\left.\begin{aligned}\dot U_B&=\dot E_B-\dot I_{B1}X_{пр}-j\dot I_{B2}X_2-j\dot I_{B0}X_0;\\ \dot U_C&=\dot E_C-j\dot I_{C1}X_{пр}-j\dot I_{C2}X_2-j\dot I_{C0}X_0.\end{aligned}\right\} \tag{6.71}$$

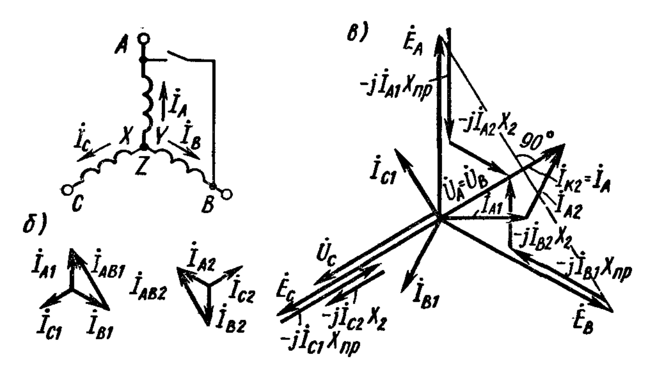


Рис. 6.62. Схема двухфазного короткого замыкания (*а*) и векторные диаграммы токов и напряжений при этом режиме (*б*, *в*)

На рис. 6.61,*б* показана векторная диаграмма, построенная по (6.68) и (6.71) для всех трех фаз. Построение начинается с вектора $\dot{E}_A$ и отстающего от него по фазе на 90° вектора $\dot{I}_A$. Векторы $\dot{I}_{A1}$, $\dot{I}_{A2}$ и $\dot{I}_{A0}$ совпадают с вектором $\dot{I}_A$ по фазе и составляют $^1/_3$ от него. Остальные векторы симметричных составляющих соответственно ориентируются по току в фазе *AX*. Дальнейшие построения производят обычным порядком с учетом того, что векторы фазных ЭДС сдвинуты относительно друг друга на 120°.

Двухфазное короткое замыкание, например фаз *AX* и *BY* (рис. 6.62,*а*), характеризуется следующими соотношениями: $\dot{I}_C=0$; $\dot{U}_{AB}=0$; $\dot{U}_A=\dot{U}_B$ в силу симметрии схемы и $\dot{I}_A=-\dot{I}_B$, так как при положительном направлении тока в фазе *AX* (например, от конца фазы к началу), в фазе *BY* ток имеет отрицательное направление. Токи нулевой последовательности в данном режиме равны нулю, так как

$$\dot{I}_0=(\dot{I}_A+\dot{I}_B+\dot{I}_C)/3=0. \tag{6.72}$$

Так как в фазе *CZ* сумма токов прямой и обратной последовательностей равна нулю

$$\dot{I}_C=\dot{I}_{C1}+\dot{I}_{C2}=0 \tag{6.73}$$

и для нее $\dot{I}_{C1}=-\dot{I}_{C2}$ то, очевидно, во всех фазах токи прямой и обратной последовательностей равны по модулю (рис. 6.62,*б*).

Для определения установившегося тока двухфазного короткого замыкания $I_{к2}$ будем исходить из фазных напряжений

$$\dot{U}_A=\dot{E}_A-j\dot{I}_{A1}X_{пр}-j\dot{I}_{A2}X_2;\ \dot{U}_B=\dot{E}_B-j\dot{I}_{B1}X_{пр}-j\dot{I}_{B2}X_2. \tag{6.74}$$

При этом линейное напряжение

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B = \sqrt{3}\,\dot{E} - jX_{\text{пр}}(\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{B1}) - jX_2(\dot{I}_{A2} - \dot{I}_{B2}). \quad (6.75)$$

Из векторной диаграммы (рис. 6.62, *б*) следует, что $\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{B1} = \dot{I}_{A2} - \dot{I}_{B2} = \dot{I}_{AB1}$, откуда

$$\dot{U}_{AB} = \sqrt{3}\,\dot{E}_0 - j\dot{I}_{AB1}(X_{\text{пр}} + X_2). \quad (6.76)$$

Следовательно,

$$\dot{I}_{AB1} = -\sqrt{3}\,j\dot{E}_0/(X_{\text{пр}} + X_2). \quad (6.77)$$

Так как $\dot{I}_A - \dot{I}_B = 2\dot{I}_A = (\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{B1}) + (\dot{I}_{A2} - \dot{I}_{B2}) = 2\dot{I}_{AB1}$, получаем

$$I_{\text{к}2} = I_A = I_{AB1} = \sqrt{3}\,E_0/(X_{\text{пр}} + X_2). \quad (6.78)$$

Векторная диаграмма напряжений при двухфазном коротком замыкании изображена на рис. 6.62, *в*.

Внезапное (аварийное) короткое замыкание. При одно- и двухфазном внезапных коротких замыканиях ток больше, чем при трехфазном аварийном коротком замыкании (см. § 6.17), в соответствии с тем, что при установившемся режиме ток при двух- и однофазном коротких замыканиях больше, чем при трехфазном. В случае аварийных несимметричных коротких замыканий, так же как при трехфазном коротком замыкании, возникают апериодическая и периодическая составляющие тока. Начальное действующее значение периодической составляющей тока $I'_{\text{уст.max}}$ можно определять по формулам (6.70) или (6.78), подставляя вместо $X_{\text{пр}}$ величину X''_d или X'_d. При этом индуктивные сопротивления X_2 и X_0 остаются практически одинаковыми как для установившихся, так и для переходных режимов. В остальном определение тока короткого замыкания при несимметричных режимах производится так же, как и при трехфазном коротком замыкании (см. § 6.17).

§ 6.19. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА ВЫПРЯМИТЕЛЬНУЮ НАГРУЗКУ

Условия работы. Часто генератор постоянного тока заменяют синхронным генератором, на выходе которого включен полупроводниковый выпрямитель (рис. 6.63, *а* и *б*). Замена генератора постоянного тока синхронным дает возможность выполнить машину более быстроходной, что позволяет существенно уменьшить ее габариты и массу. Это объясняется тем, что в машинах постоянного тока для обеспечения

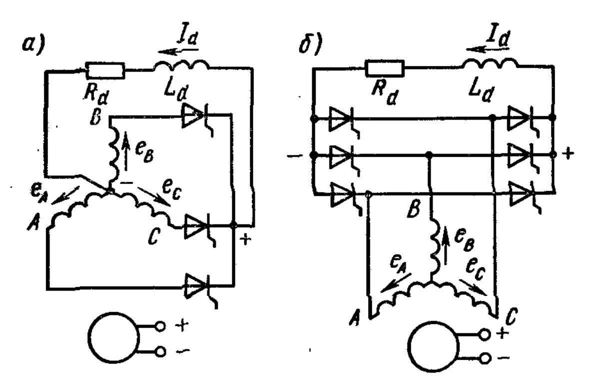


Рис. 6.63. Схемы работы генератора на выпрямительную нагрузку при трехфазной нулевой (*а*) и мостовой (*б*) схемах выпрямления

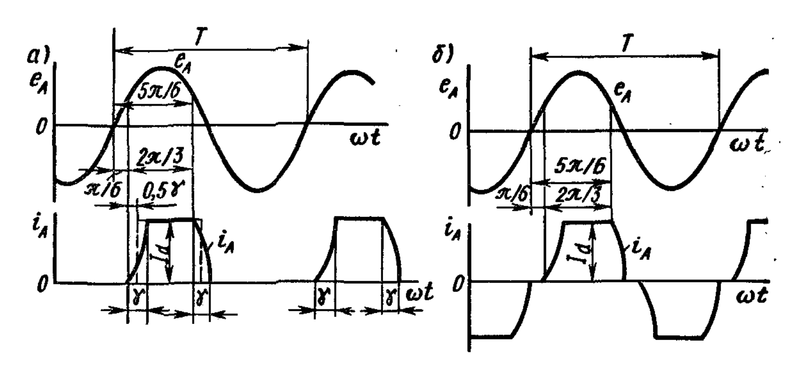


Рис. 6.64. Графики ЭДС и тока в фазе обмотки якоря при трехфазной нулевой (*а*) и мостовой (*б*) схемах выпрямления

удовлетворительной коммутации (см. гл. 8) ограничивают окружную скорость коллектора, а следовательно, и ротора. Кроме того, эксплуатация синхронного генератора, в котором отсутствует коллектор, проще, а надежность выше, чем у генератора постоянного тока.

При работе генератора, на выходе которого включен выпрямитель, *ток в фазах обмотки якоря является несинусоидальным*. В зависимости от схемы включения вентилей этот ток представляет собой ряд одно- или двухполярных импульсов, форма которых близка к трапеции (рис. 6.64, *а* и *б*).

В ряде случаев выпрямитель, включенный на выходе синхронного генератора, выполняют управляемым (на тиристорах). Задерживая моменты открытия тиристоров на некоторый угол

α (угол регулирования) относительно моментов, соответствующих началу прохождения тока через вентили в схеме неуправляемого выпрямителя (на диодах), можно изменять среднюю величину выпрямленного напряжения. Применение управляемого выпрямителя позволяет осуществлять быстродействующее регулирование напряжения генератора, так как при этом не требуется изменять его ток возбуждения. Можно также питать от одного генератора несколько нагрузок, регулируя напряжение на каждой из них независимо от других.

Обычно нагрузка (на стороне постоянного тока) имеет большую индуктивность, вследствие чего ток нагрузки I_d в большинстве случаев можно принять постоянным. Переход тока с одной фазы обмотки якоря к другой не может происходить мгновенно из-за индуктивности этих фаз. Поэтому *в течение времени, соответствующего углу коммутации γ, ток проходит одновременно через два вентиля и две фазы*: в одной он возрастает от нуля до I_d, а в другой уменьшается до нуля. В результате первая гармоническая тока фазы отстает от напряжения генератора на угол, примерно равный 0,5γ. При включении на выходе генератора управляемого выпрямителя первая гармоническая тока фазы отстает от ЭДС на угол $\alpha + 0{,}5\gamma$. Угол коммутации γ можно вычислить по формуле

$$\cos\gamma = 1 - \frac{I_d X_к}{[(\pi/3) E_{кm}]}, \qquad (6.79)$$

где $X_к$ – индуктивное сопротивление фазы в режиме коммутации; $E_{кm}$ – амплитудное значение фазной ЭДС за сопротивлением $X_к$.

При коммутации одновременно открыты однополярные вентили двух фаз (рис. 6.65), *вследствие чего эти фазы оказываются замкнутыми накоротко и ток из одной фазы переходит в другую под действием разности фазных ЭДС.* Так как время коммутации вентилей незначительно (доли полупериода), электромагнитные процессы в машине протекают так же, как и на начальном этапе внезапного двухфазного короткого замыкания. Поэтому в качестве сопротивления $X_к$ следует принимать индуктивное сопротивление для этого режима:

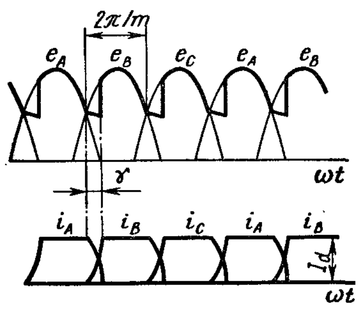


Рис. 6.65. Кривые фазных ЭДС и токов при работе синхронного генератора на выпрямитель

$$X_к \approx 0{,}25(3X''_d + X''_q),$$

где X''_d и X''_q – сверхпереходные индуктивные сопротивления обмотки якоря (см. § 6.17).

Физически это означает, что несинусоидальный ток в обмотке якоря создает высшие гармонические МДС якоря и соответствующие потоки, которые индуцируют в демпферной обмотке и обмотке возбуждения высшие гармонические ЭДС и токов. В результате этого форма и величина результирующего магнитного потока машины остаются практически неизменными.

Векторная диаграмма. Векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора, работающего на выпрямительную нагрузку, показана на рис. 6.66,*а* и соответствует уравнению

$$\dot{E}_к = \dot{E}_0 - j\dot{I}_a(X_{сн} - X_к). \qquad (6.80)$$

В качестве тока I_a принимается его первая гармоническая; ЭДС $E_к$ и E_0 практически синусоидальны, так как индуцируются синусоидальным магнитным потоком.

Для машины с явно выраженными полюсами векторная диаграмма (рис. 6.66,*б*) строится по уравнению

$$\dot{E}_к = \dot{E}_0 - j\dot{I}_d(X_d - X''_d) - j\dot{I}_q(X_q - X''_q). \qquad (6.81)$$

Как следует из векторных диаграмм, при работе генератора на выпрямительную нагрузку за угол φ принимают угол 0,5γ. Вектор первой гармонической напряжения на диаграммах обычно не показывают, так как для генератора, нагруженного на выпрямитель, практически важным является среднее значение выпрямленного напряжения $\dot{U}_d$.

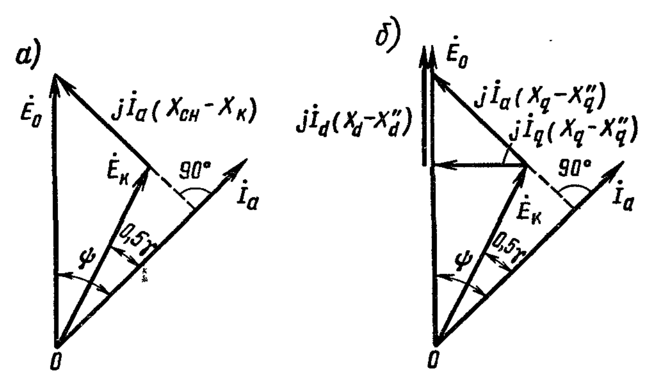


Рис. 6.66. Векторные диаграммы неявнополюсного и явнополюсного синхронного генератора, работающего на выпрямитель

В период коммутации вентилей, включенных, например, в фазы A и B (рис. 6.65), *мгновенное значение выпрямленного напряжения* $U_d = 0{,}5(e_A + e_B)$ *меньше, чем при отсутствии коммутации.* Следовательно, наличие индуктивного сопротивления $X_к$ приводит к уменьшению среднего значения выпрямленного напряжения U_d по сравнению с его значением U_{d0} при отсутствии коммутации (идеализированные условия) и к увеличению пульсаций в кривой выпрямленного напряжения (показана жирной линией на рис. 6.65). С учетом коммутации тока в выпрямителе при $I_d = \text{const}$ среднее значение выпрямленного напряжения

$$\boxed{U_d = U_{d0} - \Delta U_к = U_{d0} - nI_dX_к/(2\pi/m),} \qquad (6.82)$$

где $\Delta U_к = nI_dX_к/(2\pi/m)$ – среднее значение падения напряжения, обусловленного коммутацией тока в выпрямителе; n – число последовательно включенных коммутационных групп вентилей (1 – при нулевой и 2 – при мостовой схемах).

В общем случае $U_{d0} = \sqrt{2}E_к \sin(\pi/m)/(\pi/m)$.

При включении выпрямителя по трехфазной нулевой схеме $U_{d0} = 1{,}17E_к$, а по трехфазной мостовой схеме $U_{d0} = 2{,}34E_к$, так как к вентилям приложена линейная ЭДС, равная $\sqrt{3}E_к$, и схема выпрямления эквивалентна шестифазной.

Использование мощности. При работе синхронного генератора на выпрямитель реализуемая мощность становится меньше номинальной, т. е. использование генератора ухудшается. Рассмотрим использование мощности на примерах двух наиболее распространенных схем выпрямления, заменив для простоты реальную форму тока прямоугольной с высотой I_d (см. рис. 6.64, *а*, штриховая линия).

При трехфазной нулевой схеме выпрямления (см. рис. 6.68, *а*) мощность одной фазы генератора

$$P_{ф.в.} = \frac{1}{2\pi}\int\limits_{\frac{\pi}{6}+\alpha+0{,}5\gamma}^{\frac{5}{6}\pi+\alpha+0{,}5\gamma} I_dU_m \sin\omega t\, d(\omega t) =$$

$$= \frac{I_dU_m}{2\pi}\left[\cos\left(\frac{5}{6}\pi + \alpha + 0{,}5\gamma\right) - \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha + 0{,}5\gamma\right)\right] =$$

$$= \frac{I_dU_m}{2\pi} 2\sin\frac{2\pi}{3}\sin\left(\frac{\pi}{2} + \alpha + 0{,}5\gamma\right) = \frac{\sqrt{3}\cdot\sqrt{2}}{2\pi} I_dU\cos(\alpha + 0{,}5\gamma).$$

При прямоугольной форме тока действующее значение тока в любой фазе (A, B и C) $I_a = I_d\sqrt{\tau/T} = I_d/\sqrt{3}$, где $\tau = T/3$ –

время прохождения тока через данную фазу; T – период изменения тока. Следовательно, мощность фазы

$$P_{ф.в} = (3\sqrt{2}/2\pi) I_a U \cos(\alpha + 0{,}5\gamma) = 0{,}677 I_a U \cos(2 + 0{,}5\gamma).$$

Поскольку мощность одной фазы синхронного генератора при работе без выпрямителя $P_ф = I_a U \cos\varphi$, то коэффициент использования генератора

$$k_{исп.н} = P_{ф.в}/P_ф = 0{,}677 \cos(\alpha + 0{,}5\gamma)/\cos\varphi. \quad (6.83)$$

Таким образом, при $\cos\varphi = 1$ и $\alpha = 0$, т. е. при отсутствии регулирования, мощность генератора, работающего на выпрямитель, снижается примерно на $^1/_3$ по сравнению с мощностью генератора, работающего на чисто активную нагрузку. Это объясняется тем, что в данном случае ток проходит через фазу только в течение $^1/_3$ периода.

Лучшее использование генератора обеспечивается при применении *трехфазной мостовой схемы* выпрямления (см. рис. 6.63,*б*), в которой ток проходит через фазу в течение $^2/_3$ периода. В этом случае мощность одной фазы генератора

$$P_{ф.в} = \frac{1}{\pi} \int\limits_{\frac{\pi}{6}+\alpha+0{,}5\gamma}^{\frac{5}{6}\pi+\alpha+0{,}5\gamma} I_d U_m \sin\omega t \, d(\omega t) = \frac{\sqrt{3}\cdot\sqrt{2}}{\pi} I_d U \cos(\alpha + 0{,}5\gamma),$$

а действующее значение тока фазы $I_a = I_d\sqrt{2/3}$. Следовательно,

$$P_{ф.в} = \frac{\sqrt{3}\cdot\sqrt{2}}{\pi}\sqrt{\frac{3}{2}} I_a U \cos(\alpha + 0{,}5\gamma) = \frac{3}{\pi} I_a U \cos(\alpha + 0{,}5\gamma)$$

и коэффициент использования

$$k_{исп.м} = 0{,}955 \cos(\alpha + 0{,}5\gamma)/\cos\varphi. \quad (6.84)$$

При увеличении угла регулирования α использование ухудшается, так как уменьшается среднее значение выпрямленного напряжения. Одновременно в этом случае первая гармоническая тока якоря I_a все более отстает по фазе от напряжения U генератора, вследствие чего возрастает размагничивающее действие реакции якоря. На векторной диаграмме синхронного генератора, работающего на управляемый выпрямитель, вектор тока якоря I_a отстает на угол $(\alpha + 0{,}5\gamma)$ от вектора ЭДС $E_к$ и значение $\cos\varphi$ оказывается равным $\cos(\alpha + 0{,}5\gamma)$.

Потери мощности. *Высшие гармонические тока якоря создают дополнительные электрические потери в проводниках обмотки*

якоря (из-за явления вытеснения тока), увеличивая на 5—8% основные электрические потери в ней. Дополнительные магнитные потери в стали магнитопровода, появляющиеся от высших гармонических поля, невелики, так как высшие гармонические МДС существенно уменьшаются токами демпферной обмотки. Генераторы, работающие на выпрямитель, целесообразно снабжать мощными демпферными обмотками еще и потому, что это уменьшает сверхпереходные индуктивные сопротивления X''_d и X''_q (см. § 6.17), от которых зависит угол коммутации γ, влияющий на использование генератора.

§ 6.20. СВЕРХПРОВОДНИКОВЫЕ СИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Сверхпроводящие материалы. Сверхпроводящие материалы подразделяют на две группы: сверхпроводники первого и второго рода. К сверхпроводникам первого рода относят чистые металлы. Установлено, что 26 таких металлов при критической температуре $T_к$, близкой к абсолютному нулю, становятся идеальными сверхпроводниками ($\rho = 0$) и идеальными диамагнетиками ($\mu = 0$). Однако при относительно малых магнитных полях (менее 0,2 Тл) свойства сверхпроводимости у них исчезают. Среди чистых металлов наибольшую $T_к$ имеет ниобий (9,3 К), наименьшую – ванадий (0,01 К). Сверхпроводники первого рода пригодны для работы при постоянных и переменных магнитных полях. Однако они практически неприменимы для работы при сильных токах из-за относительно малых значений магнитной индукции и плотности тока.

К сверхпроводникам второго рода относят некоторые сплавы. В настоящее время электропромышленность выпускает четыре сверхпроводниковых изделия (провода, кабели, шины, ленты) из сплавов ниобий – цирконий, ниобий – титан, ниобий – цирконий – титан и интерметаллического соединения Nb_3Sn. Свойство полупроводника сохраняется у них при $T_к = 4К$ (т. е. при температуре жидкого гелия) в магнитных полях с индукцией порядка 10 Тл и плотностях тока в проводнике порядка $10^7 - 10^9$ А/м². Сверхпроводники второго рода практически пригодны для работы только в постоянных магнитных полях и при постоянном токе. Следовательно, их нельзя использовать для выполнения обмотки якоря, но они могут дать большой технико-экономический эффект при изготовлении из них обмоток возбуждения. Выполнение обмоток возбуждения из сверхпроводников, допускающих большие плотности тока и сильные магнитные поля при отсутствии джоулевых потерь, позволяет существенно умень-

шить массу и габаритные размеры электрических машин, увеличить их КПД и предельную мощность.

Во всех сверхпроводниковых магнитных системах применяют стабилизированные провода, представляющие собой композит, состоящий из тонких сверхпроводящих нитей в несверхпроводящей (медной или алюминиевой) матрице. Эти нити занимают около 5% поперечного сечения провода, а средняя плотность тока достигает $(5-8)\,10^7$ А/м^2. Для выравнивания индуктивности сверхпроводящих контуров, образуемых отдельными жилами (нитями), их скручивают по длине провода.

В перспективе для выполнения обмоток якоря можно применять так называемые криопроводники (гиперпроводники). К ним относятся проводники из чистых алюминия и бериллия, сопротивление которых при температуре жидкого азота и жидкого водорода (77–20 К) резко уменьшается (в несколько сотен и тысяч раз).

Устройство генераторов. В СССР создано несколько опытных образцов сверхпроводниковых синхронных генераторов мощностью 1,2–20 МВ·А. Генератор мощностью 20 МВ·А имеет номинальное напряжение 6,3 кВ, частоту 50 Гц, частоту вращения 3000 об/мин и $\cos\varphi = 0{,}8$.

Электромагнитные характеристики и конструкция сверхпроводниковых синхронных генераторов существенно отличаются от генераторов обычного типа. Обмотка возбуждения у сверхпроводниковых генераторов создает настолько большую МДС, что устраняется необходимость в ферромагнитном магнитопроводе. Поэтому ротор имеет значительно меньшие габаритные размеры, массу, момент инерции и центробежные силы, чем обычные генераторы аналогичной мощности.

Обмотки возбуждения и якоря у них не крепятся, как обычно, на полюсах и в пазах сердечников, поэтому для их крепления в генераторах применяют немагнитопроводящие несущие конструкции, обеспечивающие необходимую прочность обмоток при воздействии на них центробежных и электродинамических сил, а также их изоляцию и охлаждение. Обмотка якоря не экранируется зубцовым слоем и пронизывается полным потоком взаимной индукции, который примерно в 5–10 раз больше, чем в обычных машинах. Поэтому для уменьшения потерь от вихревых токов стержни этой обмотки выполняют из многожильных проводов минимально возможного сечения, транспонированных вдоль длины якоря для уменьшения неравномерности распределения между ними тока.

Для обмотки якоря требуется только межвитковая изоляция, так как в генераторе нет заземленного ферромагнитного сердечника (в лобовой части выполняется также изоляция

между фазами). Изоляция представляет собой немагнитопроводящую монолитную конструкцию и служит одновременно силовым элементом якоря. Прочность этого элемента должна быть большой так как при коротких замыканиях на обмотку якоря действуют механические усилия, примерно в пять раз большие, чем в генераторах обычного типа. Ввиду того что магнитное поле рассеяния в рассматриваемых генераторах значительно превышает биологически безопасную величину, статор в рассматриваемых генераторах окружают ферромагнитным цилиндрическим экраном. Этот экран защищает людей и устройства, находящиеся вблизи машины, от действия переменных магнитных полей якоря и постоянных полей возбуждения, а также предотвращает проникновение внутрь машины внешних электромагнитных полей.

Обмотка возбуждения располагается во вращающемся криостате, охлаждается жидким гелием и должна быть хорошо изолирована в тепловом отношении от окружающей среды и экранирована от переменных магнитных полей обмотки якоря. Охлаждение ротора осуществляется по замкнутому циклу путем непрерывной подачи жидкого гелия из холодильной установки в полость, окружающую обмотку возбуждения через аксиальный канал вала ротора. Обратно гелий выходит в виде газа при температуре 20–50 К в герметически закрытую зону между ротором и статором. Для тепловой изоляции и снижения потерь от трения ротор вращается в вакуумном зазоре, из которого постепенно откачивается воздух. Вакуумный зазор создается посредством пластмассовой трубы, которая одновременно поддерживает обмотку якоря. На торцах этой трубы имеются специальные уплотнения. Внутренняя оболочка (несущая конструкция обмотки возбуждения) находится в области, заполненной жидким гелием; для снижения потерь она имеет минимальное поперечное сечение и выполняется из материала с большим удельным электрическим сопротивлением. В некоторых конструкциях ее выполняют с большой теплоемкостью для стабилизации теплового режима обмотки возбуждения.

Внешний экран располагается в области, охлаждаемой выходящими из обмотки возбуждения парами гелия, при температуре 20–50 К и полностью отделяет обмотку возбуждения от обмотки якоря. Он состоит из теплового и электромагнитного экрана. Электромагнитный экран относительно обмотки возбуждения является короткозамкнутой обмоткой, которая препятствует изменению потока возбуждения. Одновременно он служит демпфером, обеспечивающим быстрое затухание колебаний ротора при переходных режимах работы машины. На

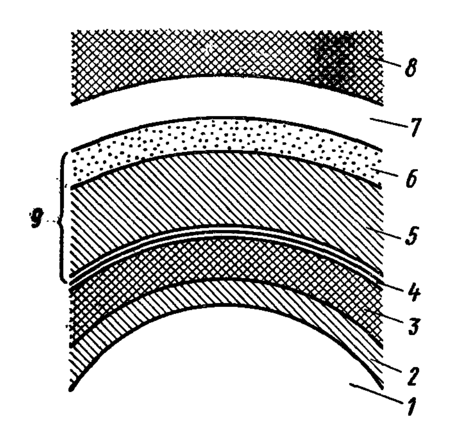


Рис. 6.67. Поперечное сечение ротора генератора:

1 – вакуумная полость; *2* – каркас обмотки возбуждения; *3* – обмотка возбуждения с герметизирующим кожухом; *4* – теплый экран (температура 20К); *5* – экран из нержавеющей стали; *6* – экран из фосфористой бронзы; *7* – зазор между ротором и статором (вакуум); *8* – якорь; *9* – электромагнитный экран

рис. 6.67 показан один из вариантов экранирования обмотки возбуждения.

В сверхпроводниковых генераторах систему возбуждения можно выполнить в двух вариантах: с регулированием тока возбуждения посредством независимого источника постоянного тока (например, полупроводникового выпрямителя) или без регулирования. В последнем случае обмотка возбуждения короткозамкнута и поток возбуждения «заморожен». Из-за отсутствия ферромагнитного магнитопровода и возрастания эффективного воздушного зазора между обмотками возбуждения и якоря индуктивное сопротивление обмотки якоря существенно снижается, т. е. уменьшается падение напряжения в ней, что облегчает работу регулятора напряжения. Кроме того, увеличиваются токи при переходных режимах и возникает необходимость в специальных мерах для ограничения токов к. з. Индуктивность обмотки возбуждения наоборот из-за высокой плотности тока существенно возрастает, что приводит к соответствующему увеличению постоянных времени и длительности протекания переходных процессов. Для их ускорения требуется применять специальные устройства в системах регулирования генераторов. Поэтому мощность, необходимая для возбуждения в процессе регулирования напряжения генератора, особенно при кратковременной форсировке возбуждения, сильно возрастает, достигая примерно 0,5 % номинальной мощности генератора, хотя при работе машины в установившемся режиме она очень мала, так как потери в обмотке возбуждения практически отсутствуют.

На рис. 6.68 для примера показана конструктивная схема сверхпроводникового генератора мощностью 20 МВ · А. Обмотка возбуждения *11* расположена на каркасе, укрепленном на

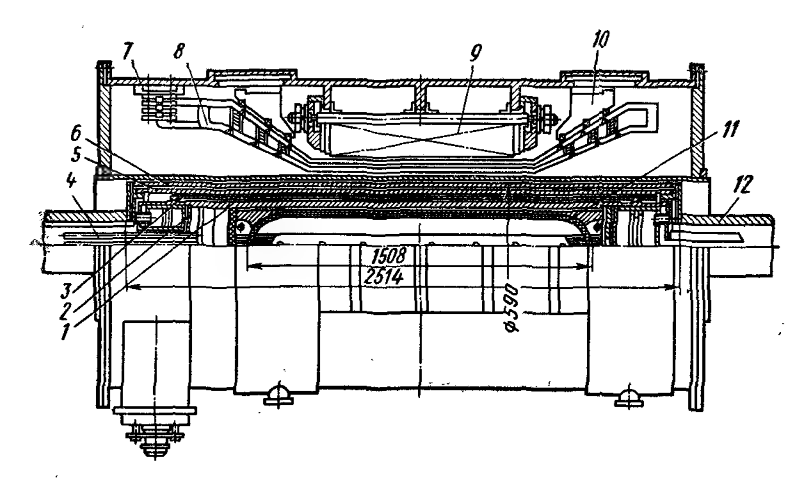


Рис. 6.68. Конструктивная схема сверхпроводникового генератора

цилиндре *1* из нержавеющей стали; по краям его установлены тепловые мосты *2*, которые уменьшают тепловой поток, поступающий в низкотемпературную зону с торцов машины. На тепловых мостах укреплен бронзовый тепловой экран *3*; вокруг которого расположена силовая несущая оболочка *6* ротора из титанового сплава с закрепленным электромагнитным медным экраном *5*. Тепловая изоляция низкотемпературной зоны осуществляется посредством двух вакуумных зазоров между бандажным цилиндром *1* и тепловым экраном *3* и между тепловым экраном и несущей оболочкой *6* ротора. Бандажный цилиндр обмотки возбуждения воспринимает электромагнитные, центробежные и силовые усилия, действующие на обмотку. Силовая оболочка *6* воспринимает вращающий момент генератора и усилия, действующие на электромагнитный экран при переходных процессах.

Обмотка возбуждения выполнена из прямоугольного провода поперечным сечением 7 мм^2, который состоит из 3600 жил, изготовленных из сплава ниобий – титан. Ток к этой обмотке подается по двум токовводам, выполненным из сплетенного круглого медного стержня и охлаждаемым парами гелия. Гелиевая магистраль *4* расположена в центральном аксиальном канале вала *12* ротора. Охлаждение генератора осуществляется по замкнутому циклу путем подачи в ротор жидкого гелия и возвратом его в виде пара в холодильную установку.

На статоре *7* расположена обмотка якоря *8* и ферромагнитный шихтованный экран *9*. Обмотка якоря и ферромагнитный экран охлаждаются трансформаторным маслом, ко-

торое циркулирует по каналам стержней обмотки и экрана и заполняет весь герметизированный объем статора. Масло является изолирующей средой, что упрощает конструкцию изоляции стержней и всей системы охлаждения статора. Обмотка якоря диаметральная двухслойная; стержень состоит из формованных проводов, расположенных в два столбика, между которыми имеется охлаждающий канал. Предусмотрена транспозиция отдельных проводов в стержне по его высоте и ширине. Лобовая часть обмотки якоря закреплена на неметаллическом конусе *10*, который может перемещаться в аксиальном направлении при тепловых деформациях.

При эксплуатации сверхпроводниковых электрических машин весьма важной операцией является захолаживание ротора. Процесс захолаживания состоит из трех этапов: охлаждение с температуры 300 до 80 К с помощью жидкого азота, вывод азота из полости ротора и охлаждение жидким гелием с температуры 80 до 4,2 К, когда обмотка возбуждения переходит в сверхпроводящее состояние.

§ 6.21. ОДНОФАЗНАЯ СИНХРОННАЯ МАШИНА

Однофазная синхронная машина может работать как генератор и двигатель. При этом на статоре машины укладывают обмотку якоря (рис. 6.69, *а*), занимающую примерно $^2/_3$ его окружности. Располагать обмотку якоря по всей окружности статора нецелесообразно, так как при этом расход меди увеличится в 1,5 раза, а мощность повысится незначительно — примерно на 15%. Это объясняется тем, что по мере увеличения числа пазов уменьшается обмоточный коэффициент, который для машины с равномерно распределенной обмоткой якоря составляет около 0,64. Однако из-за уменьшения числа

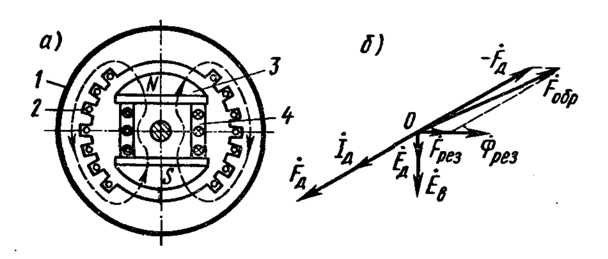


Рис. 6.69. Схематический разрез однофазной синхронной машины (*а*) и векторная диаграмма МДС и ЭДС, создаваемых обратным полем (*б*):
1 — статор; *2* — обмотка якоря; *3* — ротор; *4* — обмотка возбуждения

пазов, заполненных обмоткой, мощность однофазной машины примерно в 1,4 раза меньше мощности трехфазной машины с одинаковым диаметром статора и при одинаковых потерях мощности в его обмотке.

При прохождении однофазного тока по обмотке якоря возникает как прямое $Ф_{пр}$, так и обратное $Ф_{обр}$ магнитные поля (см. § 3.3). Прямое поле относительно ротора неподвижно, обратное вращается с угловой скоростью $2\omega_1$ и индуцирует в обмотке возбуждения ЭДС, частота которой в два раза больше частоты ЭДС в обмотке якоря. Проходящий при этом ток двойной частоты может вызвать искрение на щетках возбудителя и ряд других нежелательных последствий. Для устранения этих явлений на роторе однофазной машины размещают короткозамкнутую демпферную обмотку типа «беличья клетка». В стержнях демпферной обмотки обратное поле индуцирует ЭДС двойной частоты, вследствие чего создаваемая этой обмоткой МДС $F_д$ вращается с той же частотой и в том же направлении, что и обратное поле, созданное МДС $F_{обр}$ обмотки статора. Векторная диаграмма (рис. 6.69, *б*), иллюстрирующая взаимодействие этих МДС, сходна с векторной диаграммой трансформатора тока. Так же как и в трансформаторе тока, МДС $F_д$ оказывает размагничивающее действие на МДС $F_{обр}$, при этом результирующая МДС $F_{рез}$ и создаваемый ею поток $Ф_{рез}$, а также ЭДС $E_д$ в демпферной обмотке и ЭДС $E_в$ в обмотке возбуждения резко уменьшаются. Таким образом, при наличии демпферной обмотки обратное поле почти полностью гасится и через обмотку возбуждения переменный ток практически не проходит.

ГЛАВА 7
СИНХРОННЫЕ МИКРОМАШИНЫ

§ 7.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ СИНХРОННЫХ МИКРОМАШИН

В автоматических устройствах широко применяют синхронные микродвигатели мощностью от долей ватта до нескольких сотен ватт. Характерной особенностью таких двигателей является то, что их частота вращения $n_2 = n_1$ жестко связана с частотой питающей сети f_1, поэтому их используют в различных устройствах, где требуется поддерживать постоянную частоту вращения (в электрических часовых механизмах, лентопротяжных механизмах самопишущих приборов и киноустановок, радиоаппаратуре, программных устройствах и пр.), а также в системах синхронной связи, где частота вращения механизмов управляется путем изменения частоты питающего напряжения. В ряде случаев синхронные микромашины применяют как генераторы, например для получения переменного тока повышенной частоты (индукторные генераторы) и измерения частоты вращения (синхронные тахогенераторы).

В зависимости от особенностей электромагнитной системы синхронные микромашины подразделяют на следующие типы: двигатели и генераторы с постоянными магнитами; реактивные двигатели; гистерезисные двигатели; индукторные генераторы и двигатели (в том числе редукторные двигатели); шаговые (импульсные) двигатели.

Эти микромашины выполняют обычно без обмотки возбуждения на роторе, что значительно повышает их эксплуатационную надежность и упрощает конструкцию.

§ 7.2. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Назначение. Машины с постоянными магнитами позволяют уменьшить потери в машине, а также (при полюсах, расположенных на роторе) устранить подвод тока через контактные кольца к обмотке возбуждения. В настоящее время синхронные машины с постоянными магнитами широко используют как микродвигатели, генераторы небольшой мощности и тахогенераторы. В этих машинах вместо обмотки возбуждения применяют блок постоянных магнитов, изготовляемый из магнитотвердого материала – кобальтовой стали, а также различных

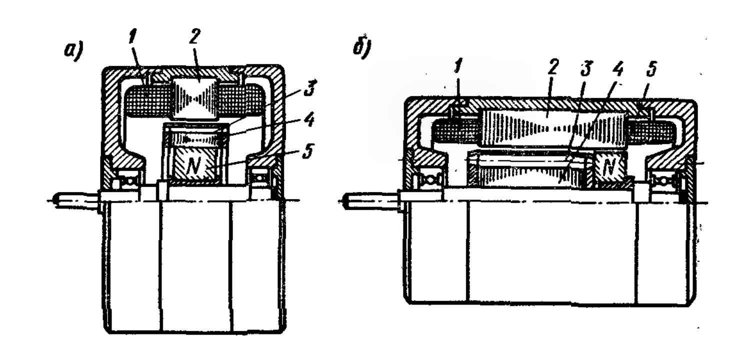


Рис. 7.1. Устройство синхронного двигателя с постоянными магнитами:

1 – обмотка статора; *2* – статор; *3* – пусковая обмотка типа «беличья клетка»; *4* – пакет ротора; *5* – постоянные магниты

сплавов из алюминия, никеля, железа и кобальта, обладающих большой коэрцитивной силой. Постоянные магниты в таких машинах располагают в большинстве случаев на роторе. Статор имеет обычную конструкцию, в его пазах размещают *одно-, двух- или трехфазную обмотку*.

Двигатели. В синхронных микродвигателях на роторе кроме блока постоянных магнитов устанавливают собранный из листовой стали пакет, в пазах которого размещают пусковую короткозамкнутую обмотку типа «беличья клетка». Последняя по окончании процесса пуска служит демпфером, препятствующим качаниям ротора.

Наибольшее применение получили микродвигатели двух конструктивных исполнений: с *радиальным* (рис. 7.1, *а*) и *аксиальным* (рис. 7.1, *б*) расположением блока постоянных магнитов и стального пакета ротора с короткозамкнутой обмоткой. При радиальном расположении пакет ротора выполнен в виде кольца, напрессованного на блок постоянных магнитов, в котором имеются прорези, разделяющие полюсы разной полярности; размеры прорезей выбирают из условий оптимального использования энергии постоянных магнитов. При аксиальном расположении пакет ротора насаживают непосредственно на вал двигателя, а по его краям устанавливают один или два блока постоянных магнитов, выполненных в виде дисков.

Пуск синхронных микродвигателей с постоянными магнитами обычно производят непосредственным включением в сеть. Разгон двигателя осуществляется за счет асинхронного вращающего момента $M_{ас}$, возникающего в результате взаимодействия вращающегося магнитного поля с током в пусковой

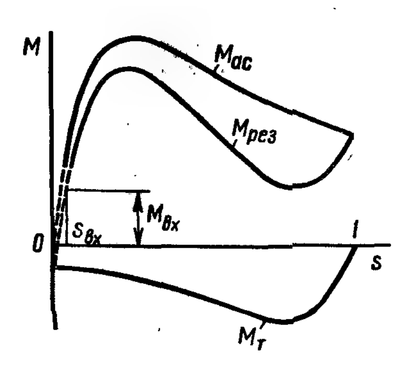


Рис. 7.2. Зависимость $M=f(s)$ для двигателя с постоянными магнитами

обмотке ротора (асинхронный пуск – см. § 6.14). При питании двигателя от однофазной сети в цепь одной из фаз включают конденсатор, необходимый для получения вращающегося магнитного поля.

Характерной особенностью рассматриваемого двигателя является то, что при пуске кроме асинхронного вращающего момента $M_{ас}$ возникает еще и тормозной момент $M_т$, образующийся из-за наличия на роторе постоянных магнитов. В процессе разгона двигателя поле постоянных магнитов пересекает обмотку статора и индуцирует в ней ЭДС $E_{1п}$, изменяющуюся с переменной частотой, пропорциональной частоте вращения ротора. Для ЭДС $E_{1п}$ обмотка статора, присоединенная обычно к достаточно мощному источнику электрического тока, может считаться короткозамкнутой, вследствие чего в ней возникает переменный ток, который, взаимодействуя с магнитным потоком ротора, создает тормозящий момент $M_т$.

Физическая причина возникновения моментов $M_{ас}$ и $M_т$ одинакова: в первом случае – это взаимодействие вращающегося магнитного потока статора с током пусковой обмотки ротора, во втором – это взаимодействие вращающегося потока ротора с током обмотки статора. Однако характер изменения этих моментов от скольжения ротора различный (рис. 7.2), так как ЭДС E_2, индуцируемая потоком статора в пусковой обмотке ротора в процессе его разгона, пропорциональна скольжению s, а ЭДС $E_{1п}$, индуцируемая потоком ротора в обмотке статора, пропорциональна n_2, т. е. $(1-s)$. Поэтому, если максимум момента $M_{ас}$, как и в асинхронном двигателе нормального исполнения, находится в области небольших скольжений s, то максимум момента $M_т$ находится в области небольших значений $(1-s)$. Следовательно, зависимость результирующего пускового момента $M_{рез}=M_{ас}+M_т$ от скольжения s имеет провал в области малых частот вращения. Вход в синхронизм происходит при скольжении $s_{вх}$, при котором пусковая обмотка развивает достаточно большой момент $M_{вх}$.

Электромагнитные процессы, происходящие в синхронных машинах с постоянными магнитами, в основном аналогичны электромагнитным процессам, происходящим в машинах с электромагнитным возбуждением. Однако на магнитный поток, создаваемый постоянными магнитами, сильное воздействие оказывает МДС якоря. Значительному размагничивающему действию со стороны якоря постоянные магниты подвергаются во время пуска синхронного двигателя, когда ток якоря наибольший.

В машинах с радиальным расположением блока постоянных магнитов при небольшой частоте вращения ротора (больших скольжениях) постоянные магниты достаточно хорошо экранируются пусковой короткозамкнутой обмоткой. Однако при небольших скольжениях защитное действие беличьей клетки мало, и значительная реакция якоря может вызвать необратимое размагничивание постоянных магнитов, при котором их свойства после отключения обмотки статора полностью не восстанавливаются. Максимальное размагничивающее действие возникает при асинхронном вращении, когда ротор периодически проходит положения, при которых МДС полюсов ротора и обмотки статора оказываются направленными встречно. В машинах с аксиальным расположением блока постоянных магнитов наибольшее размагничивание магнитов происходит в момент подключения двигателя к сети при неподвижном роторе.

Для снижения размагничивающего действия реакции якоря расстояние между полюсными наконечниками соседних полюсов в машинах с радиальным расположением постоянных магнитов обычно выполняют меньшим, чем в машинах с обмоткой возбуждения на роторе, а ширину полюсных наконечников — большей. В результате поток якоря Φ_{aq} в основном замыкается через полюсные наконечники, не подвергая размагничиванию постоянные магниты.

Двигатели с постоянными магнитами по сравнению с другими типами синхронных двигателей обладают хорошими энергетическими показателями (КПД и $\cos\varphi$), повышенной устойчивостью работы в синхронном режиме и высокой стабильностью частоты вращения. Недостатком их является сравнительно большая стоимость, обусловленная дороговизной материала, из которого изготовляют постоянные магниты, и большая кратность пускового тока, что имеет значение при работе таких двигателей от полупроводниковых преобразователей.

Генераторы. В синхронных генераторах малой мощности с возбуждением от постоянных магнитов ротор можно выпол-

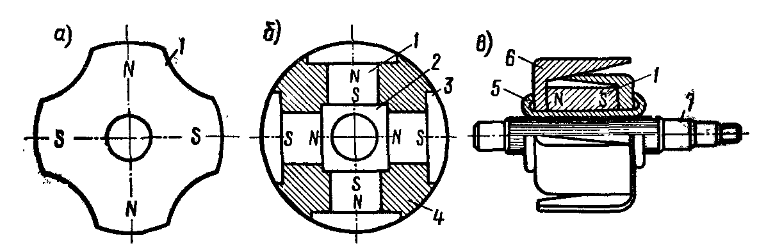


Рис. 7.3. Роторы генераторов с постоянными магнитами:
1 – блок постоянных магнитов; *2* – стальная втулка; *3* – полюсные наконечники; *4* – литой алюминий; *5* – немагнитная втулка; *6* – полюсы; *7* – вал

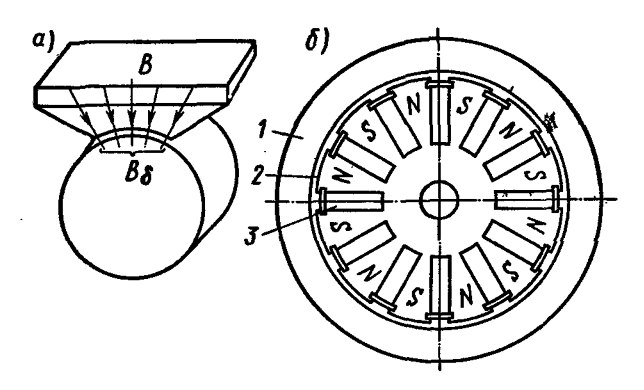


Рис. 7.4. Принцип устройства концентратора магнитного потока (*а*) и конструктивная схема генератора с постоянными магнитами (*б*):
1 – статор; *2* – ротор; *3* – постоянные магниты

нить или в виде единого блока из магнитно-твердого материала (рис. 7.3, *а*), или с постоянными магнитами, установленными в стальной втулке (рис. 7.3, *б*). Промежутки между магнитами в некоторых случаях заливают алюминием, благодаря чему обеспечивается монолитность конструкции ротора. В генераторах, используемых в некоторых транспортных установках, иногда применяют ротор с когтеобразными полюсами (рис. 7.3, *в*).

При повышении мощности машины для увеличения индукции в воздушном зазоре и зубцах применяют различные концентраторы магнитного потока. Принцип устройства концентратора состоит в том, что площадь поперечного сечения магнита берется больше площади воздушного зазора (рис. 7.4, *а*). При этом индукция в воздушном зазоре

$$B_\delta = BS_м/S_\delta, \quad (7.1)$$

где B – остаточная индукция постоянного магнита; $S_м$ – площадь его сечения; S_δ – площадь сечения воздушного зазора, через которое замыкается магнитный поток машины.

Выполняя машину с отношением $S_м/S_\delta \approx 2 \div 3$, получают желаемую индукцию в воздушном зазоре.

Особенно выгодно применение машин с концентраторами магнитного потока при высоких частотах вращения и повышенной частоте тока. На рис. 7.4,*б* изображена конструктивная схема двенадцатиполюсного генератора мощностью 20 кВт на частоту 300 Гц при частоте вращения 3000 об/мин.

Недостатком таких генераторов является невозможность регулировать выходное напряжение. Однако изменение напряжения под нагрузкой не очень велико, так как отношение короткого замыкания весьма значительно: ОКЗ ≈ 3,5.

В дальнейшем синхронные машины значительной мощности с постоянными магнитами могут найти широкое применение в комбинации с полупроводниковыми преобразователями не только как генераторы, но и как двигатели.

Тахогенераторы. Синхронный тахогенератор представляет собой одно- или трехфазную синхронную машину с постоянными магнитами на роторе. В такой машине при вращении ротора в обмотке якоря индуцируется ЭДС, действующее значение которой

$$E_0 = 4{,}44 f_1 w_a k_{об\,a} \Phi_в = 4{,}44 w_a k_{об\,a} \Phi_в pn/60 = cn \quad (7.2)$$

пропорционально частоте вращения n. Таким образом, ЭДС холостого хода пропорциональна частоте вращения. Частота ЭДС E_0 также зависит от частоты вращения n, что является большим недостатком синхронного тахогенератора. Выражение для выходной характеристики тахогенератора $U_{вых} = f(n)$ можно получить из уравнения $\dot{U}_{вых} = \dot{E}_0 - \dot{I}_a \underline{Z}_a = \dot{E}_0 - \dot{U}_{вых}(\underline{Z}_a/\underline{Z}_н)$,

где I_a – ток, проходящий по выходной обмотке (обмотке якоря); $\underline{Z}_a$ и $\underline{Z}_н$ – полные сопротивления обмотки якоря и нагрузки.

Выполнив несложные преобразования, получим

$$\boxed{\dot{U}_{вых} = \dot{E}_0/(1 + \underline{Z}_a/\underline{Z}_н) = cn/(1 + \underline{Z}_a/\underline{Z}_н).} \quad (7.3)$$

Из (7.3) следует, что в *синхронном тахогенераторе зависимость выходного напряжения* $U_{вых}$ *от частоты вращения* n *является нелинейной, так как в значения сопротивлений* $\underline{Z}_a$ и $\underline{Z}_н$ *входят индуктивные сопротивления обмотки якоря и нагрузки, зависящие от частоты* f, т. е. от n. Поэтому синхронные тахогенераторы, несмотря на простоту конструкции

и отсутствие скользящих контактов, не применяют в схемах автоматических устройств.

Практически синхронные тахогенераторы используют как датчики для измерения частоты вращения. В таких измерительных устройствах нагрузку подключают к выходной обмотке датчика непосредственно или через полупроводниковый выпрямитель. В некоторых случаях применяют устройства для измерения частоты вращения с трехфазным тахогенератором и специальным приемником, в котором создается магнитное поле, вращающееся с частотой, равной (или кратной) частоте вращения ротора тахогенератора.

§ 7.3. РЕАКТИВНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Принцип действия и устройство. *Реактивным двигателем* называют синхронный двигатель с явнополюсным ротором без обмотки возбуждения и постоянных магнитов, у которого магнитный поток создается реактивным током, проходящим по обмотке статора. Вращающий момент в таком двигателе возникает из-за различия магнитных проводимостей по продольной и поперечной осям. При этом явновыраженные полюсы ротора стремятся ориентироваться относительно поля так, чтобы магнитное сопротивление для силовых линий поля было минимальным. Вследствие этого появляются тангенциальные силы $f_т$ (рис. 7.5), образующие вращающий момент, и ротор вращается в том же направлении и с той же частотой вращения n_1, что и поле статора.

Обмотка статора в двигателях общего применения распределенная, трех- или двухфазная с конденсатором в одной из фаз; она создает вращающееся магнитное поле. Ротор двигателя может иметь различные конструктивные исполнения. На рис. 7.6, *а* приведено наиболее простое устройство ротора; его собирают из стальных листов аналогично роторам асинхронных двигателей; листы имеют впадины, обеспечивающие различные индуктивные сопротивления по осям d и q. Для пуска в ход двигателя на роторе предусмотрена короткозамкнутая обмотка типа «беличья клетка». Однако двигатели с роторами этой конструкции имеют низкие технико-экономические показатели.

Более высокие показатели получены при использовании современных усовершенствованных конструкций ротора (рис. 7.6, *б* и *в*), в которых пазы или вырубки в листах заливают алюминием. Реактивные двигатели с роторами новой конструкции имеют приблизительно такие же технико-

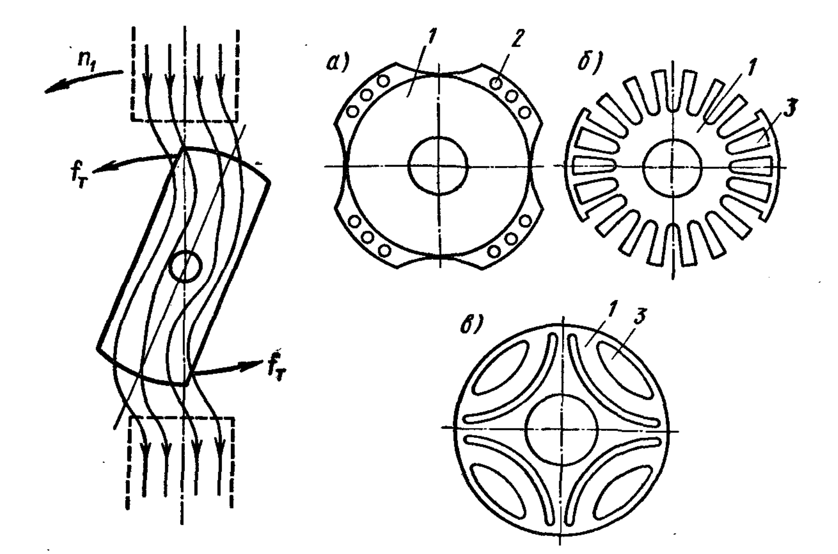


Рис. 7.5. Схема возникновения реактивного момента

Рис. 7.6. Роторы реактивных двигателей:
1 – пакет ротора; 2 – обмотка типа «беличья клетка»; 3 – вырезы, залитые алюминиевым сплавом

экономические показатели, как и другие типы синхронных и асинхронных микродвигателей.

Электромагнитный момент и угловые характеристики. Электромагнитный момент реактивного синхронного двигателя можно определить по общей формуле (6.36) для синхронной машины, при работе с током возбуждения, равным нулю. В этом случае ЭДС $E_0 = 0$ и (6.36) принимает вид

$$M = P_{эм}/\omega_1 = [mU^2/(2\omega_1)](1/X_q + 1/X_d)\sin 2\theta. \qquad (7.4)$$

Однако при выводе (6.36) не учтены потери мощности $\Delta P_{эл1}$ в обмотке якоря и принято, что электромагнитная мощность $P_{эм}$ равна мощности $P_{эл}$, поступающей в обмотку якоря (в двигателе) или отдаваемой ею (в генераторе). В машинах большой и средней мощности это допущение не вносит заметных погрешностей в основные положения теории работы синхронных машин, так как активное сопротивление R_a обмотки якоря у них значительно меньше реактивных сопротивлений X_d и X_q. В микромашинах при $P_{ном} < 0{,}5$ кВт активное сопротивление R_a имеет такой же порядок, как и реактивные сопротивления, вследствие чего потери мощности в нем оказывают влияние на электромагнитный момент, а следовательно, и угловую характеристику. Из векторной

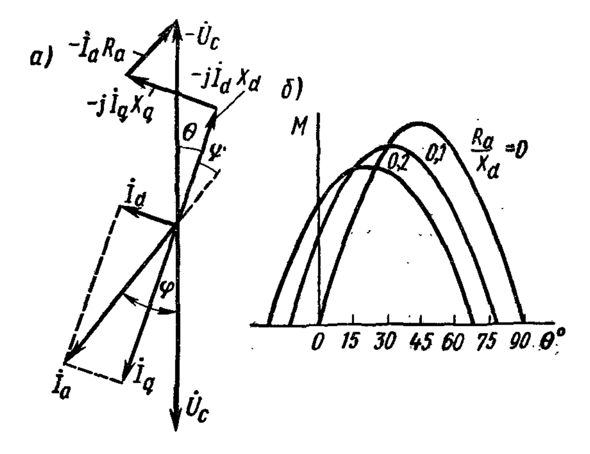


Рис. 7.7. Векторная диаграмма реактивного двигателя (*а*), его угловые характеристики при различных значениях R_a/X_d (*б*)

диаграммы (рис. 7.7, *а*) синхронного двигателя, работающего без возбуждения при $E_0 = 0$ и учете активного сопротивления якоря R_a (она может быть построена на основании диаграммы, приведенной на рис. 6.37, *б*), можно получить формулу для определения электромагнитного момента:

$$M = \frac{P_{эм}}{\omega_1} = \frac{mU^2(X_d - X_q)}{2\omega_1(X_dX_q + R_a^2)}[(X_dX_q - R_a^2)\sin 2\theta - 2R_a(X_d + X_q)\sin^2\theta + 2R_aX_q]. \quad (7.5)$$

С увеличением R_a максимальный момент M_{max} уменьшается, и угловая характеристика (рис. 7.7, *б*) *сдвигается в область меньших углов* θ. Максимальный момент реактивного двигателя соответствует углу $\theta = 25 \div 45°$.

Устойчивость работы двигателя зависит от значения удельного синхронизирующего момента $M_{сн.уд}$ – электромагнитного момента, приходящегося на один градус угла θ. Этот момент обычно определяют при значениях θ, близких нулю, т. е. при $M_{сн.уд} = (dM/d\theta)_{\theta=0}$. Значения удельного синхронизирующего момента $M_{сн.уд}$ зависят от приложенного напряжения U и отношения X_q/X_d.

Начальный пусковой момент у реактивных двигателей, так же как и у синхронных двигателей с обмоткой возбуждения и постоянными магнитами, равен нулю. Следовательно, *реактивные двигатели должны иметь пусковую обмотку типа «беличья клетка» для асинхронного пуска.* Эта обмотка являет-

ся одновременно демпферной, которая способствует быстрому затуханию колебаний ротора.

Преимущества и недостатки реактивного двигателя. Реактивные двигатели проще по конструкции, надежнее в работе и дешевле по сравнению с синхронными двигателями с обмоткой возбуждения на роторе; при их использовании не требуется иметь источник постоянного тока для питания цепи возбуждения. Основными недостатками реактивного двигателя являются сравнительно небольшой пусковой момент и низкий $\cos\varphi$, не превышающий обычно 0,5. Это объясняется тем, что магнитный поток создается только за счет реактивного тока обмотки якоря, значение которого из-за повышенного сопротивления магнитной цепи машины довольно велико.

§ 7.4. ИНДУКТОРНЫЕ МАШИНЫ

Генераторы. В индукторных машинах используют принцип генерирования переменного тока, основанный на действии зубцовых гармонических. На статоре индукторного генератора (рис. 7.8) расположены обмотка возбуждения и обмотка якоря, в которой индуцируется переменная ЭДС. Обмотка возбуждения питается постоянным током и создает неподвижное относительно статора магнитное поле. *Роторы индукторных генераторов всех типов выполняют без обмоток с большим количеством зубцов.* Отсутствие обмотки возбуждения на роторе, а следовательно, и скользящих контактов для подвода к ней тока, существенно повышает надежность индукторных генераторов по сравнению с синхронными генераторами нормального исполнения. Кроме того, индукторные генераторы позволяют получать токи повышенной частоты (400 – 30 000 Гц), а в синхронных генераторах нормального исполнения, частота которых $f_1 = pn_2/60$, это затруднительно (увеличение частоты вращения их ротора ограничено его механической прочностью, а значительное увеличение числа полюсов $2p$ невозможно по условиям размещения обмоток).

В зависимости от расположения обмотки возбуждения индукторные генераторы подразделяют на генераторы с радиальным и осевым возбуждением. При *радиальном возбуждении* (рис. 7.8, *а*) обмотка возбуждения создает магнитный поток $\Phi_в$, проходящий через статор и ротор в радиальном направлении (см. штриховые линии). Обмотка якоря расположена в малых пазах пакета статора, а обмотка возбуждения – в больших пазах. При *осевом возбуждении* (рис. 7.8, *б*) магнитный поток $\Phi_в$ замыкается в осевом направлении через ротор (см. штриховую линию). Обмотка якоря расположена в пазах

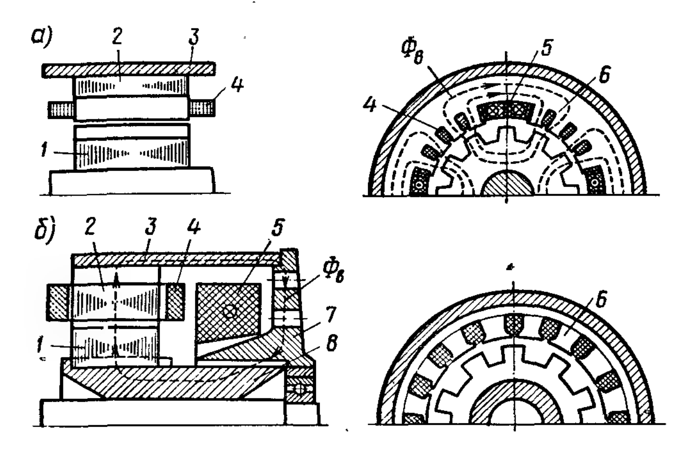


Рис. 7.8. Устройство индукторного генератора с радиальным и осевым возбуждением:

1 – ротор; *2* – пакет статора; *3* – корпус; *4* – обмотка якоря; *5* – обмотка возбуждения; *6* – полюсы статора; *7* – подшипниковый щит; *8* – втулка ротора

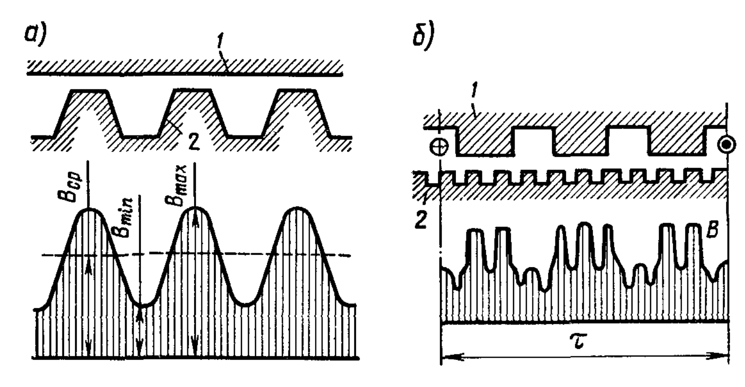


Рис. 7.9. Кривые распределения индукции вдоль окружности якоря в индукторной машине при отсутствии (*а*) и наличии (*б*) полюсных выступов на статоре:

1 – статор; *2* – ротор

сердечника статора, а обмотка возбуждения охватывает втулку ротора. В некоторых конструкциях индукторных машин вместо обмотки возбуждения применяют постоянные магниты, потоки которых замыкаются в радиальном или осевом направлении.

Зубчатый ротор индукторного генератора создает в различных точках воздушного зазора магнитное сопротивление, которое зависит от того, что находится под рассматриваемой

точкой зазора – зубец или паз ротора. В результате индукция в зазоре распределяется вдоль окружности якоря по кривой (рис. 7.9, *а*), которая кроме *постоянной составляющей* $B_{ср}$ содержит еще и *переменную составляющую,* изменяющуюся от B_{min} до B_{max}. Зубцам ротора придают такую форму, чтобы переменная составляющая индукции в воздушном зазоре приближалась к синусоидальной. Каждому зубцовому делению ротора соответствует один период изменения индукции от B_{min} до B_{max}, вследствие чего результирующее магнитное поле машины можно рассматривать как сумму двух полей – постоянного, создаваемого обмоткой возбуждения, и синусоидального с числом полюсов, равным числу зубцов ротора. При вращении ротора постоянное магнитное поле остается неподвижным, а переменное перемещается вместе с зубцами ротора, индуцируя в проводниках обмотки якоря ЭДС, изменяющуюся с частотой $f_1 = z_2 n_2/60$, где z_2 – число зубцов ротора,

$$\boxed{E = 4{,}44 f_1 w_a k_{об\,a} \Phi_{пm},} \tag{7.6}$$

где $\Phi_{пm} = 0{,}5(\Phi_{п\,max} - \Phi_{п\,min})$ – амплитуда переменной составляющей магнитного потока одного полюса.

В обмотке возбуждения переменная ЭДС практически не наводится, так как поток, сцепленный с ней, не изменяется. Если на статоре имеются полюсные выступы, то кривая распределения индукции приобретает более сложную форму (рис. 7.9, *б*). Но и в этом случае первая гармоническая ее индуцирует в обмотке якоря ЭДС, частота изменения которой пропорциональна числу зубцов z_2 ротора.

Обмотку якоря в индукторных генераторах обычно выполняют с шагом, приблизительно равным зубцовому делению ротора; в этом случае ЭДС, индуцированные в двух сторонах каждой катушки, складываются арифметически. Однако в некоторых конструкциях применяют обмотки с шагом, равным нескольким зубцовым делениям. Отдельные катушки обмотки якоря могут соединяться между собой по различным схемам и образовывать различное число фаз в зависимости от числа и шага зубцов ротора.

В трехфазном индукторном генераторе (рис. 7.10) каждой фазе обмотки якоря соответствует одна пара полюсов статора. Обмотка возбуждения создает двухполюсное магнитное поле, т. е. каждый полюс, образованный этой обмоткой, состоит из трех полюсов статора (расщеплен на три части). Зубцы соседних полюсов статора смещены относительно зубцов ротора на $^1/_6$ зубцового деления, поэтому максимум магнитного потока перемещается от одного полюса к другому при повороте ротора на $^1/_6$ зубцового деления. При вращении ротора в

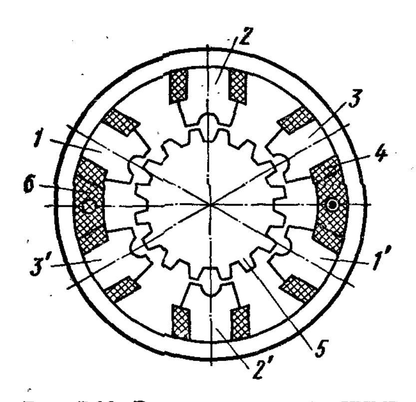


Рис. 7.10. Электромагнитная схема трехфазного индукторного генератора:

1—1', 2—2', 3—3' — полюсы; *4* — обмотка якоря; *5* — ротор; *6* — обмотка возбуждения

каждой фазе обмотки якоря индуцируется ЭДС с той же частотой f_1, что и в однофазной машине, но ЭДС соседних фаз сдвинуты во времени на 120°.

Индукторные генераторы имеют более низкий КПД (0,4—0,5), чем синхронные генераторы нормального исполнения; это объясняется значительным увеличением добавочных потерь мощности в стали сердечника и обмотке якоря из-за высокой частоты перемагничивания.

Двигатели. Трех- и двухфазные индукторные машины широко применяют не только в качестве генераторов, но и в качестве двигателей. Синхронная частота вращения их $n_2 = 60f_1/z_2$, частота вращения магнитного поля статора $n_1 = 60f_1/p$. Отношение

$$n_1/n_2 = z_2/p = k_{\text{ред}} \tag{7.7}$$

называют *коэффициентом редукции*; он показывает, во сколько раз частота вращения ротора меньше частоты вращения магнитного поля, поэтому индукторные двигатели часто называют *редукторными*. Редукторные двигатели могут быть трех типов: *с электромагнитным возбуждением* (на статоре или роторе), *с постоянными магнитами* или *без возбуждения* (реактивные). В зависимости от расположения обмотки возбуждения или постоянных магнитов различают двигатели с осевым и радиальным возбуждением.

Принцип действия реактивного индукторного двигателя можно рассмотреть на примере схемы трехфазной индукторной машины (рис. 7.10), полагая, что ее обмотка возбуждения разомкнута. В исходный момент времени ось магнитного потока совпадает с осью полюсов *2-2'*, и ротор расположен так, что магнитное сопротивление для потока, замыкающегося по этой оси, является минимальным. Когда ось вращающегося магнитного потока поворачивается и совпадает с осью полюсов *3-3'*, на зубцы, расположенные под этими полюсами действует реактивный момент (см. § 7.3). При этом ротор поворачивается на $1/3$ зубцового деления против направления вращения поля так, что зубцы на роторе встают против зубцов на

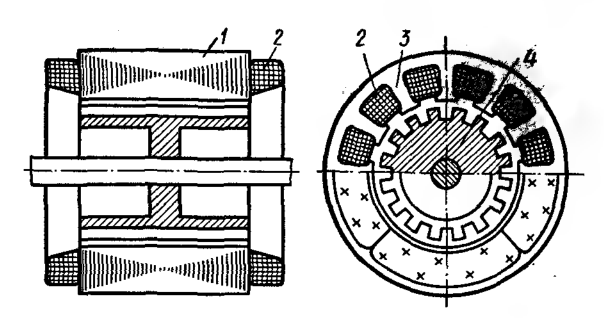


Рис. 7.11. Устройство редукторного реактивного двигателя:

1 — пакет статора; *2* — обмотка якоря; *3* — полюсы статора; *4* — ротор

полюсах *3-3'*. При дальнейшем вращении магнитного поля происходит вращение ротора, но повороту поля на половину окружности якоря $0{,}5\pi D_a$ соответствует поворот ротора всего на одно зубцовое деление $\pi D_a/z_2$. Таким образом, коэффициент редукции

$$k_{\text{ред}} = 0{,}5\pi D_a z_2/(\pi D_a) = 0{,}5 z_2. \tag{7.8}$$

В общем случае частота вращения ротора

$$n_2 = n_1/k_{\text{ред}} = 2\cdot 60 f_1/(p z_2). \tag{7.9}$$

Обычно $2p = 2$ и частота вращения ротора

$$\boxed{n_2 = 120 f_1/z_2.} \tag{7.9a}$$

На рис. 7.11 показана другая разновидность редукторного реактивного двигателя, в котором на статоре нет гребенчатых выступов, а имеются пазы, число которых больше или меньше числа пазов ротора, т. е. зубцовые деления статора и ротора различны. Вращающий момент в таком двигателе возникает по тем же причинам, что и в рассмотренном выше двигателе (см. рис. 7.10). Ротор в редукторном двигателе может вращаться как по направлению, так и против направления вращения магнитного поля статора. Это зависит от соотношения зубцовых делений статора и ротора.

Пуск редукторных двигателей осуществляется с помощью короткозамкнутой обмотки, расположенной на роторе. Если частота вращения низка, а ротор имеет малый момент инерции, то он может втягиваться в синхронизм непосредственно, без каких-либо пусковых приспособлений. Таким способом запускаются двигатели, у которых ротор вращается в сторону, противоположную направлению вращения магнитного поля.

§ 7.5. ГИСТЕРЕЗИСНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Принцип действия и устройство. *Гистерезисным двигателем* называют синхронный двигатель, вращающий момент которого создается за счет явления гистерезиса при перемагничивании ферромагнитного материала ротора. Статор в гистерезисном двигателе (рис. 7.12, *а*) выполняется так же, как и в других машинах переменного тока; обмотка статора может быть трех- или двухфазной (с конденсатором в одной из фаз). Ротор двигателя (рис. 7.12, *б*) представляет собой стальной цилиндр, выполненный из магнитно-твердого материала (имеющего широкую петлю гистерезиса) без обмотки. Применение обычной электротехнической стали для изготовления ротора не позволяет получить достаточно большой электромагнитный момент, поэтому используют специальные магнитнотвердые сплавы. Для экономии дорогих специальных сплавов роторы гистерезисных двигателей выполняют сборными: в виде массивного или шихтованного (из отдельных изолированных пластин) кольца из кобальтовой стали, насаженного на стальную или алюминиевую втулку.

Ротор гистерезисного двигателя намагничивается под действием магнитного поля статора. При синхронной частоте вращения ротор неподвижен относительно вращающегося магнитного поля статора и ось магнитного поля ротора отстает от оси поля статора на угол $\theta_г$, вследствие чего возникают тангенциальные составляющие $f_т$ сил взаимодействия между ротором и статором (рис. 7.13, *а*) и вращающий момент $M_г$. Таким образом, режим работы гистерезисного двигателя при синхронной частоте вращения не отличается от режима аналогичного синхронного двигателя с постоянными магнитами. Максимальное значение угла $\theta_г$, определяется только свойствами материала ротора; этим же определяется и значение максимального момента $M_г$ в синхронном режиме. Чем шире петля гистерезиса ферромагнитного материала ротора, тем больше угол $\theta_г$ и гистерезисный момент $M_г$. При асинхронном режиме ротор перемагничивается – при неизменном угле $\theta_г$ и неизменном гистерезисном моменте.

При пуске двигателя, когда частота вращения ротора не равна n_1, кроме гистерезисного момента $M_г$ появляется также асинхронный момент M_{ac}, возникающий в результате взаимодействия вращающегося магнитного поля с вихревыми токами, индуцируемыми этим полем в роторе. Так как ротор имеет большое активное сопротивление, то зависимость $M_{ac} = f(s)$ близка к линейной, и асинхронный момент имеет максимальное значение при $s = 1$, т. е. так же, как и в асинхронном

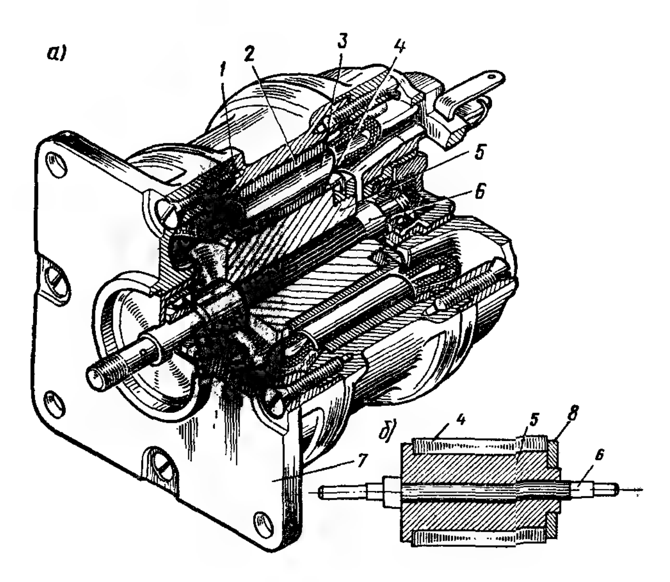


Рис. 7.12. Устройство гистерезисного двигателя:
1 – корпус; *2* – пакет статора; *3* – обмотка статора; *4* – кольцо из магнитно-твердого материала; *5* – ротор; *6* – вал; *7* – фланец; *8* – запорное кольцо

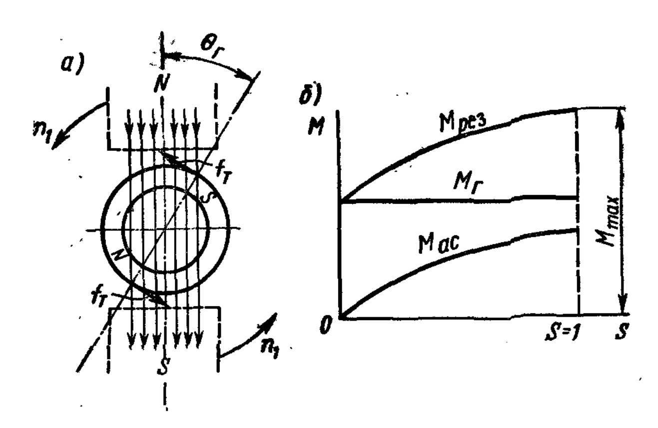


Рис. 7.13. Схема возникновения гистерезисного момента (*а*) и зависимость моментов гистерезисного двигателя от скольжения (*б*)

исполнительном двигателе с массивным ферромагнитным ротором. Результирующий момент

$$M_{рез} = M_г + M_{ас}. \tag{7.10}$$

Согласно (4.20) электромагнитный момент M при асинхронном режиме пропорционален потерям в роторе $\Delta P_{эл2}$, поделенным на разность угловых скоростей $(\omega_1 - \omega_2)$:

$$M_{рез} = \Delta P_{эл2}/(\omega_1 - \omega_2) = \Delta P_{эл2}/(\omega_1 s) = \Delta P_г/(\omega_1 s) + \Delta P_{вихр}/(\omega_1 s), \tag{7.11}$$

где $\Delta P_г$ – потери от перемагничивания ротора (гистерезисные потери), которые пропорциональны частоте его перемагничивания $f_2 = f_1 s$; $\Delta P_{вихр}$ – потери от вихревых токов в роторе, которые пропорциональны f_2^2, т. е. s^2.

Следовательно,

$$M_г = s\,\Delta P_{г.н}/(\omega_1 s) = \Delta P_{г.н}/\omega_1; \tag{7.12}$$

$$M_{ас} = s^2\,\Delta P_{вихр.н}/(\omega_1 s) = s\,\Delta P_{вихр.н}/\omega_1, \tag{7.13}$$

где $\Delta P_{г.н}$ и $\Delta P_{вихр.н}$ – значения $\Delta P_г$ и $\Delta P_{вихр}$ при неподвижном роторе (при $s = 1$).

Из (7.12) и (7.13) следует, что момент $M_{ас}$ зависит от скольжения, а момент $M_г$ не зависит от скольжения (рис. 7.13, *б*); наибольшего значения вращающий момент $M_{рез}$ достигает в начальный момент пуска, т. е. при $s = 1$.

Гистерезисные двигатели могут работать как в синхронном, так и в асинхронном режиме. Однако работа двигателя в асинхронном режиме неэкономична, так как при этом возникают значительные потери энергии в роторе:

$$\Delta P = \Delta P_г + \Delta P_{вихр} = s\,\Delta P_{г.н} + s^2\,\Delta P_{вихр.н}. \tag{7.14}$$

Следовательно, при переходе гистерезисного двигателя в асинхронный режим его КПД резко уменьшается.

Одной из разновидностей гистерезисного двигателя является двигатель с экранированными полюсами. Этот двигатель (рис. 7.14) имеет явнополюсный статор с однофазной катушечной обмоткой. На полюсах статора расположены экранирующие короткозамкнутые витки, охватывающие половину каждого полюса. Экранирующие витки создают сдвиг по фазе между магнитными потоками, проходящими через экранированную и неэкранированную части полюсов, в результате чего в двигателе создается вращающееся магнитное поле (см. § 4.17).

Ротор состоит из нескольких кольцевых дисков с перемычками, выполненных из магнитно-твердого материала. Кольцевой ротор позволяет получить асинхронный и гистерезисный моменты. Диаметральная перемычка в роторе обеспечивает

возникновение реактивного момента. При пуске двигателя на ротор действуют асинхронный и гистерезисный моменты. По окончании пуска ротор вращается с синхронной частотой под действием гистерезисного и реактивного моментов.

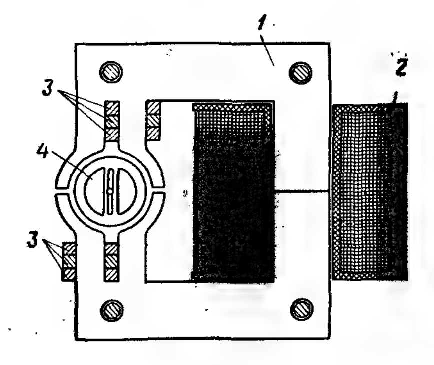


Рис. 7.14. Устройство гистерезисного двигателя с экранированными полюсами:

1 – статор; 2 – обмотка статора; 3 – экранирующие витки; 4 – ротор

Ротор в рассматриваемом двигателе вращается в одну сторону – от экранированной части полюса к неэкранированной. Вал двигателя сочленен с редуктором, понижающим частоту вращения. Выпускаются также реверсивные двигатели, у которых каждая половина полюса охватывается катушкой (см. *рис. 4.65,в*). *Замыкая ту или иную пару катушек, можно* изменять направление вращения двигателя.

Преимущества и недостатки гистерезисных двигателей. Достоинствами гистерезисных двигателей являются простота конструкции, надежность в работе, малый пусковой ток ($I_п/I_{ном} = 1{,}2 \div 1{,}5$), плавность входа в синхронизм, бесшумность и сравнительно высокий КПД – до 60%. К недостаткам относятся повышенная стоимость из-за значительной стоимости магнитно-твердых сплавов и трудности их обработки, низкий $\cos\varphi$ (0,4 – 0,5) и склонность к качаниям при резких изменениях нагрузки. Гистерезисные двигатели выпускают на мощность до 2000 Вт и частоту 50, 400 и 500 Гц в трех- и двухфазном исполнениях.

§ 7.6. ШАГОВЫЕ (ИМПУЛЬСНЫЕ) ДВИГАТЕЛИ

Принцип действия. Шаговые (импульсные) двигатели представляют собой синхронные микродвигатели, у которых питание фаз обмотки якоря осуществляется путем подачи импульсов напряжения от какого-либо (например, электронного) коммутатора. Под воздействием каждого такого импульса ротор двигателя совершает определенное угловое перемещение, называемое *шагом*. Коммутатор преобразует заданную последовательность управляющих импульсов в *m*-фазную систему одно- или двухполярных прямоугольных импульсов напряжения.

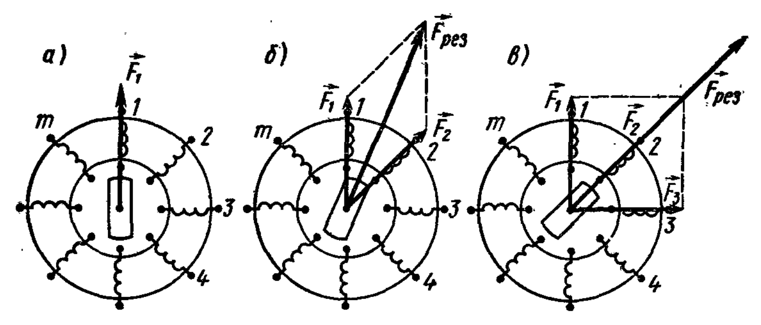


Рис. 7.15. Схемы работы шагового двигателя при питании различных фаз обмотки якоря

На рис. 7.15 изображена схема m-фазного шагового двигателя без обмотки возбуждения на роторе. Если фазы *1, 2, 3,...,m* обмотки якоря рассматриваемого двигателя питаются поочередно однополярными импульсами напряжения, то ротор двигателя скачкообразно перемещается в положения, при которых его ось совпадает с осями фаз *1, 2, 3* и т. п. Следовательно, ротор имеет m устойчивых состояний, соответствующих направлению вектора МДС $\vec{F}_1$ (рис. 7.15,*а*) обмотки якоря в данный момент времени; при этом шаг ротора равен $2\pi/m$.

Для увеличения результирующей МДС якоря, а следовательно, магнитного потока и синхронизирующего момента обычно одновременно подают питание на две, три и большее количество фаз. Так, например, если одновременно подают питание на две фазы, то положение результирующего вектора МДС $\vec{F}_{рез}$ и оси ротора совпадает с линией, проходящей между осями двух соседних фаз (рис. 7.15,*б*). При подаче питания одновременно на три соседние фазы ротор перемещается в положение, совпадающее с осью средней фазы (рис. 7.15,*в*). Если поочередно включают то четное (две), то нечетное (одна, три) число фаз, то ротор двигателя имеет $2m$ устойчивых состояния и шаг равен π/m. Управление двигателем, при котором фазы обмотки якоря включают поочередно равными группами по две, три и т. п., называют *симметричным*; поочередное включение неравных групп фаз — *несимметричным*.

В качестве шаговых обычно применяют синхронные двигатели без обмотки возбуждения на роторе: с постоянными магнитами, реактивные и индукторные (с подмагничиванием). Для получения требуемых статических характеристик и динамических свойств их выполняют без пусковой обмотки, с ротором

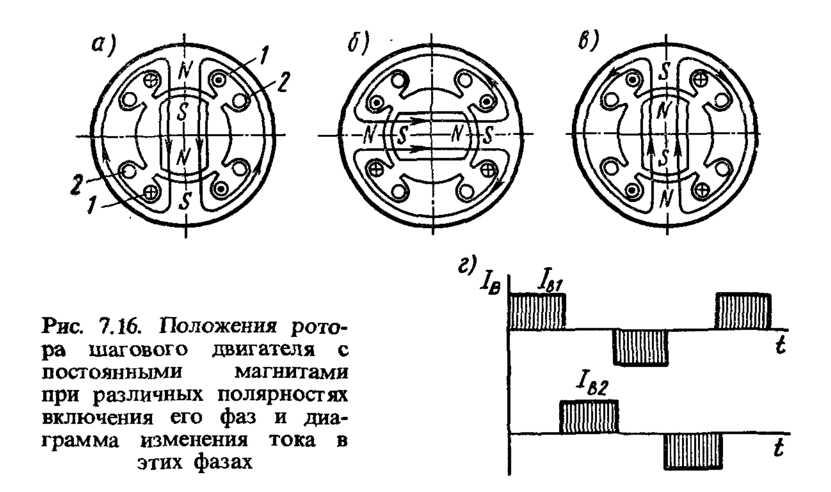


Рис. 7.16. Положения ротора шагового двигателя с постоянными магнитами при различных полярностях включения его фаз и диаграмма изменения тока в этих фазах

минимального диаметра и рассчитывают на большие электромагнитные нагрузки.

Применение шагового двигателя целесообразно для привода механизмов, имеющих старт-стопное движение, или механизмов с непрерывным движением, если управляющий сигнал задан в виде последовательности импульсов (лентопротяжных устройств для ввода и вывода информации, счетчиков, приводов станков с программным управлением и т. п.).

Двигатели с постоянными магнитами. Ротор двигателя (рис. 7.16) выполняют в виде постоянного магнита (звездочки) литой или составной конструкции без полюсных наконечников. Статор имеет явно выраженные полюсы, вокруг которых в полузакрытых пазах размещаются катушки обмотки якоря (двух-, трех- или четырехфазной). В многополюсных машинах число пазов на полюс и фазу $q = 1$, т. е. обмотку выполняют сосредоточенной. Шаговые двигатели этого типа называют также *магнитоэлектрическими*.

В двигателе с двухфазной обмоткой якоря при последовательной подаче импульсов напряжения на катушки полюсов ось магнитного потока скачкообразно перемещается на 90° (рис. 7.16, *а*, *б*, *в*). В результате под действием синхронизирующего момента при каждом импульсе ротор поворачивается на 90°, т. е. делает шаг, равный 90°. Возникновение синхронизирующего момента в шаговом двигателе при подаче питания на фазы обмотки якоря обусловлено теми же причинами, что и в синхронном двигателе обычного исполнения.

В рассматриваемом двигателе магнитное поле якоря может

иметь четыре различных состояния, которым соответствуют различные направления тока в фазах *1* и *2* его обмотки:

1) ток в фазе *1* направлен от начала к концу; фаза *2* обесточена;

2) ток в фазе *2* направлен от начала к концу; фаза *1* обесточена;

3) ток в фазе *1* направлен от конца к началу; фаза *2* обесточена;

4) ток в фазе *2* направлен от конца к началу; фаза *1* обесточена.

Порядок переключения (коммутации) фаз *1* и *2* обмотки якоря представлен на рис. 7.16,*г* в виде временной диаграммы изменения токов $I_{в1}$ и $I_{в2}$ в этих фазах. Каждому импульсу тока соответствует определенное положение ротора двигателя. Рассмотренную систему переключения фаз *1* и *2* обмотки якоря называют четырехтактной разнополярной коммутацией и сокращенно обозначают следующим образом: $(+1)-(+2)-(-1)-$ $-(-2)-(+1)-\ldots$. Каждым четырем тактам соответствует поворот ротора на два полюсных деления. Чтобы изменить направление вращения ротора, следует изменить полярность включения одной из фаз обмотки якоря, не изменяя очередность их коммутации. Для уменьшения шага шаговые двигатели обычно выполняют многополюсными. При этом число полюсных выступов на роторе должно быть равно числу полюсов статора. Наиболее часто используют восьмиполюсные шаговые двигатели. *Шаг двигателя представляет собой угол поворота ротора за один такт:*

$$\alpha_ш = 360/(kp), \tag{7.15}$$

где k – число тактов в одном цикле; p – число пар полюсов.

При четырехтактной коммутации шаг восьмиполюсного двигателя $\alpha_ш = 22{,}5°$. Частота вращения ротора двигателя зависит от частоты подачи импульсов:

$$n_2 = 60f_1\alpha_ш/360 = 60f_1/(kp). \tag{7.16}$$

Диапазон изменения частоты при четырехтактной коммутации обычно составляет 0–500 Гц; максимальной частоте соответствует частота вращения $n_{2\,max} = 2000 \div 3000$ об/мин.

В ряде случаев для лучшего использования обмоток применяют четырехтактную коммутацию с попарным включением обмоток: $(+1)(+2)-(+2)(-1)-(-1)(-2)$ – $(-2)(+1)$ – $-(+1)(+2)-\ldots$. Такое включение обмоток позволяет увеличить результирующую МДС ротора, вследствие чего возрастает вращающий момент на валу двигателя примерно в полтора раза.

Обычно шаговые двигатели имеют четырехфазную обмотку, которая в отличие от двухфазной может управляться однополярными импульсами напряжения; это упрощает конструкцию электронного коммутатора. При подключении к электронному коммутатору фазы такой обмотки соединяют в четырехлучевую звезду с выведенной общей точкой. Коммутацию четырехфазной обмотки обычно выполняют четырехтактной, парной: (12)–(23)–(34)–(41)–(12)– ..., вследствие чего обеспечивается такое же увеличение вращающего момента, что и при попарной разнополярной коммутации двухфазной обмотки. Шаговые двигатели с трехфазной обмоткой требуют шеститактной разнополярной коммутации.

Реактивные двигатели. Ротор реактивного шагового двигателя выполняют из магнитно-мягкого материала. На статоре обычно располагают трехфазную сосредоточенную обмотку якоря, фазы которой получают питание от электронного коммутатора. Шаговые двигатели этого типа называют также *параметрическими*. На рис. 7.17, *а*, *б* и *в* схематично показаны три такта работы реактивного шагового двигателя с трехфазной обмоткой якоря и шестью выступами на статоре; на роторе имеются только два выступа. Когда по фазе *1* проходит ток, ротор занимает положение, показанное на рис. 7.17, *а*. В следующий момент времени питание подается одновременно на фазы *1* и *2*, и ротор поворачивается в положение (рис. 7.17, *б*), соответствующее наибольшей магнитной проводимости для потока, созданного этими фазами. Далее питание с фазы *1* снимается и ротор перемещается в положение рис. 7.17, *в*. Таким образом, коммутация обмоток

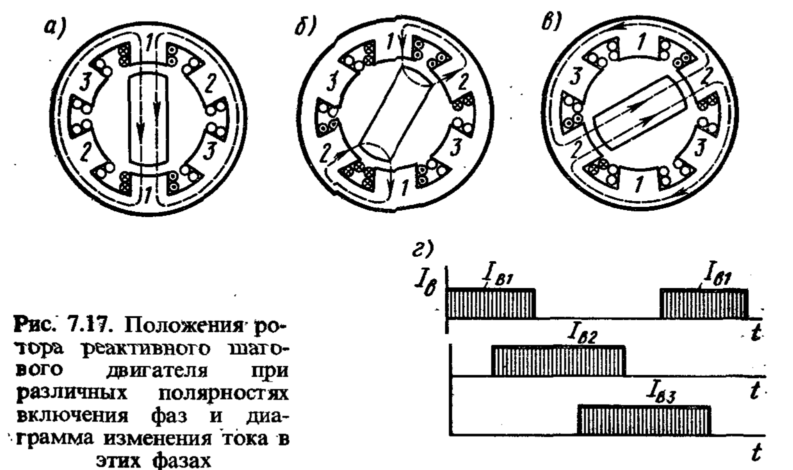


Рис. 7.17. Положения ротора реактивного шагового двигателя при различных полярностях включения фаз и диаграмма изменения тока в этих фазах

статора происходит в следующем порядке: (1) – (12) – (2) – (23) – (3) – (31) – (1)..., т. е. коммутация является несимметричной, шеститактной, однополярной (рис. 7.17, *г*). При этом шаг двигателя $\alpha_ш = 30°$. Возможна и трехтактная коммутация по схеме: (1) – (2) – (3) – (1) или (12) – (23) – (31) – (12).... Как правило, применяют шеститактную коммутацию, которая дает меньший шаг и большую устойчивость работы двигателя.

Шаг двигателя можно уменьшить, увеличив число выступов на роторе. Например, применяя шаговый двигатель с крестообразным ротором, при той же последовательности подачи импульсов, что и для двигателя, показанного на рис. 7.17, получают шаг, равный 15°. Дальнейшее уменьшение шага, т. е. повышение точности работы двигателя, можно обеспечить, увеличив число выступов на статоре и роторе, т. е. перейдя к схеме редукторного двигателя (см. рис. 7.11).

При малом шаге (5 – 1°) применяют реактивный редукторный шаговый двигатель с гребенчатыми выступами на статоре. Выпускаемые отечественной промышленностью реактивные редукторные шаговые двигатели имеют на статоре шесть полюсных выступов с гребенчатой зубцовой зоной.

Двигатели с подмагничиванием (индукторные). По конструктивному исполнению и принципу работы рассматриваемые двигатели сходны с редукторными двигателями, имеющими радиальное возбуждение. Возбуждение может создаваться обмоткой постоянного тока или постоянным магнитом, находящимся на статоре, как и в редукторных двигателях. Однако в шаговых индукторных двигателях постоянная составляющая магнитного поля обычно образуется за счет особого способа включения обмоток якоря. Например, если питать фазы обмотки якоря однополярными импульсами, то за счет постоянной составляющей тока в машине возникает неподвижное в пространстве магнитное поле, намагничивающее ротор. Следовательно, при соответствующей схеме питания обмоток возбуждения реактивный шаговый двигатель может работать как двигатель с подмагничиванием.

Индукторные шаговые двигатели с подмагничиванием имеют несколько лучшие характеристики, чем реактивные – больший электромагнитный момент, лучшую устойчивость и т. п. Однако для них требуется более сложный электронный коммутатор, который загружается постоянной составляющей тока возбуждения. Наличие постоянной составляющей тока в обмотке якоря двигателя приводит к возрастанию электрических потерь мощности. Максимальная частота подачи управляющих импульсов тока у двигателей с подмагничиванием меньшая, чем у реактивных.

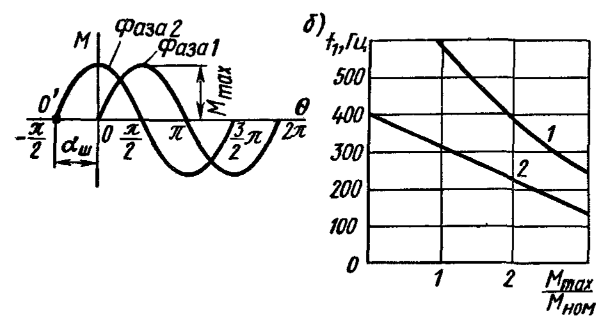


Рис. 7.18. Рабочие характеристики шагового двигателя

Режимы работы шаговых двигателей. Для работы шагового двигателя характерным является регулирование частоты вращения в широком диапазоне путем изменения частоты подачи управляющих импульсов тока. Таким же способом осуществляют его фиксированный останов, пуск и изменение направления вращения. В зависимости от частоты управляющих импульсов различают следующие режимы работы шаговых двигателей: статический, квазистационарный, установившийся и переходные.

Статический режим — это режим прохождения по обмоткам возбуждения постоянного тока, создающего неподвижное поле. При питании одной фазы зависимость электромагнитного момента M от угла рассогласования θ близка к синусоидальной (рис. 7.18, *а*). Поскольку при $\theta = 0$ синхронизирующий момент равен нулю, возникает статическая ошибка в положении ротора; она тем больше, чем больше нагрузка и меньше максимальный момент. В двигателях с гребенчатыми выступами на статоре и шагом, равным 1,5°, статическая ошибка составляет не более 0,5°.

Квазистационарный режим — это режим отработки единичных шагов, например в приводах различных старт-стопных, лентопротяжных и других подобных механизмов. Предельная частота квазистационарного режима ограничена временем затухания колебаний ротора, которые могут возникнуть при переходе ротора из одного устойчивого положения в другое (точки O и O' на рис. 7.18, *а*), аналогично тому, как это происходит в обычной синхронной машине при резком изменении угла θ. Для устранения колебаний ротора в конце шага применяют различные демпфирующие устройства и обгонные муфты. Предельную частоту квазистационарного режима повышают, увеличивая число фаз обмотки якоря или число тактов

коммутации (восьмитактная коммутация при четырехфазной обмотке, шеститактная – при трехфазной). Во всех этих случаях при отработке шага уменьшается угол перемещения и кинетическая энергия ротора, что снижает его склонность к колебаниям.

Установившийся режим – это режим, соответствующий постоянной частоте управляющих импульсов. Ротор двигателя в установившемся режиме имеет постоянную частоту вращения, но при переходе из одного устойчивого состояния в другое возникают периодические и апериодические колебания относительно мгновенной точки устойчивого равновесия. При частоте управляющих импульсов f_1, меньшей частоты свободных колебаний двигателя f_0, угловое перемещение ротора при каждом шаге, как и в квазистационарном режиме, сопровождается свободными колебаниями, которые существенно увеличивают динамическую ошибку при отработке ротором заданного перемещения. Частота свободных колебаний ротора

$$f_0 \approx 0{,}135\sqrt{M_{max}p/(J_р + J_н)}, \qquad (7.17)$$

где M_{max} – максимальный электромагнитный момент при неподвижном роторе; $J_р$ и $J_н$ – моменты инерции ротора и нагрузки, приведенной к валу ротора.

При частоте управляющих импульсов, равной или в целое число раз меньшей частоты f_0, возникает явление электромеханического резонанса, которое при слабом демпфировании колебаний может вызвать нарушение периодичности движения ротора и привести к выпадению его из синхронизма. При частоте $f_1 > f_0$ возникают вынужденные колебания с частотой, равной частоте управляющих импульсов; амплитуда их монотонно уменьшается с увеличением частоты. Для устойчивой работы шагового двигателя необходимо, чтобы $M_н/M_{max} \leqslant \leqslant 0{,}3 \div 0{,}5$, $J_н/J_р \leqslant 1 \div 2$ и имелось внутреннее или внешнее демпфирование.

Электромагнитный момент шагового двигателя в общем случае состоит из двух частей: синхронизирующего момента, зависящего от угла θ между осями МДС обмотки якоря и ротора, и асинхронного тормозного момента, пропорционального частоте вращения, т. е. $d\theta/dt$:

$$\boxed{M = M_{сн} + M_т = M_{max}\sin\theta + D\,d\theta/dt.} \qquad (7.18)$$

Параметр D называют *коэффициентом внутреннего демпфирования*. Физически внутреннее демпфирование, т. е. тормозной момент $M_т$ в двигателях с постоянными магнитами или обмоткой возбуждения на роторе, возникает в результате взаимодействия вращающегося потока ротора с током в

обмотке якоря (см. § 7.2). У реактивных двигателей этот момент зависит от разности индуктивных сопротивлений $(X_d - X_q)$ обмотки якоря и ее активного сопротивления R_a. При достаточно большом значении коэффициента D происходит эффективное затухание колебаний ротора двигателя. Этому способствует также наличие трения и внешних демпфирующих устройств.

Переходные режимы – основные эксплуатационные режимы шаговых двигателей, включающие в себя пуск, торможение, реверс, переход с одной частоты на другую. Основным требованием, предъявляемым к шаговым двигателям в переходных режимах, является *сохранение синхронизма при изменении частоты управляющих импульсов – отсутствие потери шага.*

Для каждого шагового двигателя существует некоторая предельная частота подачи управляющих импульсов $f_{пр}$, при которой ротор еще следует за скачкообразно изменяющимся полем статора. Эту частоту называют *частотой приемистости.* Частота приемистости характеризует пусковые свойства шагового двигателя – максимальную частоту управляющих импульсов, при которой возможен пуск без выпадения из синхронизма. Она возрастает с увеличением синхронизирующего момента, уменьшением углового шага, нагрузки и момента инерции.

Для современных шаговых двигателей при номинальной нагрузке частота приемистости $f_{пр} = 100 \div 1000$ Гц. Предельная частота, при которой осуществляется торможение шагового двигателя без потери шага (с сохранением синхронизма), как правило, выше частоты приемистости: это объясняется влиянием внутреннего демпфирования, момента нагрузки и момента трения. Предельная частота реверса, при которой реализуется реверс без выпадения из синхронизма (без потери шага) составляет $(0{,}2 \div 0{,}5) f_{пр}$. Только в двигателях с большим демпфированием и электромагнитными постоянными времени обмоток якоря предельные частоты реверса и приемистости примерно равны.

Рабочие характеристики шаговых двигателей. Они определяются параметрами двигателя, нагрузки (нагрузочный момент и момент инерции) и особенностями электронного коммутатора (числом тактов коммутации, формой его выходного напряжения и пр.). Основными характеристиками являются: статическая, предельная механическая и предельная динамическая характеристики приемистости.

Статическая характеристика – это зависимость электромагнитного момента M от угла θ (рис. 7.18, *а*), а также

зависимость тока двигателя от нагрузки в квазистационарном режиме.

Предельная механическая характеристика — это зависимость частоты управляющих импульсов от максимального момента на валу ротора, при котором происходит выпадение двигателя из синхронизма (рис. 7.18, *б*, кривая *1*). Ее снимают при плавном увеличении частоты f_1.

Предельная динамическая характеристика приемистости — это зависимость частоты приемистости $f_{пр}$ в динамическом режиме (например, при пуске) от момента нагрузки M (рис. 7.18, *б*, кривая *2*). Рабочие характеристики снимают при различных сочетаниях включаемых обмоток, моментах инерции двигателя и нагрузки и пр.

Области применения. При высоких частотах вращения (2000–3000 об/мин) применяют шаговые двигатели с постоянными магнитами на роторе. Наличие активного ротора позволяет получить относительно большие моменты и обеспечить фиксацию ротора при обесточенных обмотках. У этих двигателей номинальный вращающий момент $M_{ном} = 0{,}1 \div 10$ Н·см, угловой шаг $\alpha_ш = 15°$. При низких частотах вращения (до 1000 об/мин) и малом шаге применяют индукторные и реактивные двигатели с гребенчатыми выступами на полюсах статора. Их номинальный момент $M_{ном} = 1 \div 25$ Н·см, а угловой шаг $\alpha_ш = 1{,}5 \div 3°$.

ГЛАВА 8
МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 8.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Назначение. Машины постоянного тока применяют в качестве электродвигателей и генераторов. Электродвигатели постоянного тока имеют хорошие регулировочные свойства, значительную перегрузочную способность и позволяют получать как жесткие, так и мягкие механические характеристики. Поэтому их широко используют для привода различных механизмов в черной металлургии (прокатные станы, кантователи, роликовые транспортеры), на транспорте (электровозы, тепловозы, электропоезда, электромобили), в грузоподъемных и землеройных устройствах (краны, шахтные подъемники, экскаваторы), на морских и речных судах, в металлообрабатывающей, бумажной, текстильной, полиграфической промышленности и др. Двигатели небольшой мощности применяют во многих системах автоматики.

Конструкция двигателей постоянного тока сложнее и их стоимость выше, чем асинхронных двигателей. Однако в связи с широким применением автоматизированного электропривода и тиристорных преобразователей, позволяющих питать электродвигатели постоянного тока регулируемым напряжением от сети переменного тока, эти электродвигатели широко используют в различных отраслях народного хозяйства.

Генераторы постоянного тока ранее широко использовались для питания электродвигателей постоянного тока в стационарных и передвижных установках, а также как источники электрической энергии для заряда аккумуляторных батарей, питания электролизных и гальванических ванн, для электроснабжения различных электрических потребителей на автомобилях, самолетах, пассажирских вагонах, электровозах, тепловозах и др.

Недостатком машин постоянного тока является наличие щеточно-коллекторного аппарата, который требует тщательного ухода в эксплуатации и снижает надежность работы машины. Поэтому в последнее время генераторы постоянного тока в стационарных установках вытесняются полупроводниковыми преобразователями, а на транспорте — синхронными генераторами, работающими совместно с полупроводниковыми выпрямителями.

Принципиальная возможность создания электродвигателя постоянного тока была впервые показана *М. Фарадеем* в 1821 г.; в созданном им приборе проводник, по которому пропускали постоянный ток, вращался вокруг магнита.

Двигатель постоянного тока с электромагнитным возбуждением был создан в России акад. *Б. С. Якоби* в 1834 г., который назвал его магнитной машиной. В 1838 г. им был построен более мощный электродвигатель, который использовался для привода гребного винта речного катера. Принцип обратимости электрических машин был также впервые сформулирован русским физиком акад. *Э. Х. Ленцем*. В дальнейшем ряд коллекторных машин постоянного тока был создан *Г. Феррарисом*, *В. Сименсом* и др. Значительное развитие теория электрических машин постоянного тока получила в трудах *Д. А. Лачинова*. В 1880 г. он опубликовал труд «Электромеханическая работа», в котором рассмотрел вопросы создания вращающего момента электродвигателя, КПД электрических машин, условия питания электродвигателя от генератора и дал классификацию машин постоянного тока по способу возбуждения.

В XX столетии продолжалось развитие теории и совершенствование конструкции машин постоянного тока. Большое внимание обращалось на повышение надежности этих машин путем устранения причин, вызывающих возникновения искрения под щетками (улучшения коммутации) и образования кругового огня на коллекторе.

Важное значение в решении всех теоретических и практических вопросов работы машин постоянного тока имели в трудах советских ученых: *А. Е. Алексеева*, *Д. А. Завалишина*, *Г. А. Люста*, *А. Б. Иоффе*, *В. Т. Касьянова*, *М. П. Костенко*, *В. С. Кулебакина*, *С. И. Курбатова*, *Л. М. Пиотровского*, *Е. М. Синельникова*, *В. А. Толвинского*, *К. И. Шенфера*, венгерского электротехника *О. В. Бенедикта* и др.

В настоящее время в рамках Интерэлектро разработана серия электродвигателей постоянного тока типа ПИ мощностью от 0,25 до 750 кВт, которая выпускается электропромышленностью всех стран – членов СЭВ. Эти двигатели предназначены для регулируемых электроприводов и рассчитаны на питание от полупроводниковых преобразователей. Кроме того, электропромышленность выпускает ряд двигателей постоянного тока специального исполнения – для электротяги, экскаваторов, металлургического оборудования, шахтных подъемников, буровых установок, морских и речных судов и других приводов мощностью от нескольких сотен до нескольких тысяч кВт.

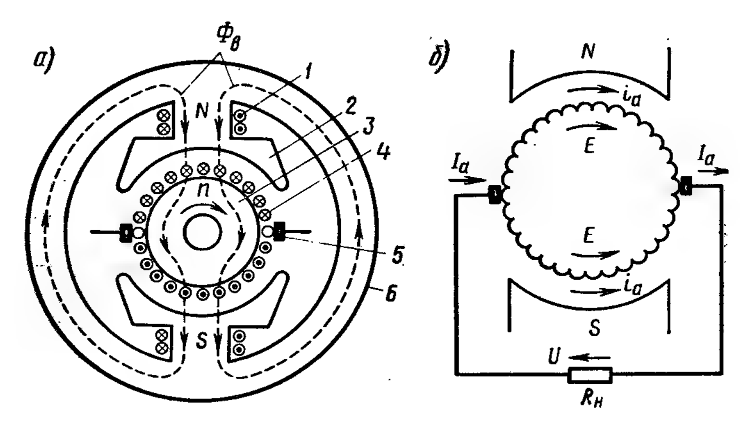


Рис. 8.1. Электромагнитная схема двухполюсной машины постоянного тока (*а*) и эквивалентная схема ее обмотки якоря (*б*):
1 — обмотка возбуждения; *2* — главные полюсы; *3* — якорь; *4* — обмотка якоря; *5* — щетки; *6* — корпус (станина)

Принцип действия. Машина постоянного тока (рис. 8.1, *а*) имеет обмотку возбуждения, расположенную на явно выраженных полюсах статора. По этой обмотке проходит постоянный ток $I_в$, который создает магнитное поле возбуждения $Ф_в$. На роторе расположена двухслойная обмотка, в которой при вращении ротора индуцируется ЭДС. Таким образом, ротор машины постоянного тока является якорем, а конструкция машины сходна с конструкцией обращенной синхронной машины.

При заданном направлении вращения якоря направление ЭДС, индуцируемой в его проводниках, зависит только от того, под каким полюсом находится проводник. Поэтому во всех проводниках, расположенных под одним полюсом, направление ЭДС одинаковое и сохраняется таким независимо от частоты вращения. Иными словами, характер, отображающий направление ЭДС на рис. 8.1, *а*, неподвижен во времени: в проводниках, расположенных выше горизонтальной оси симметрии, которая разделяет полюсы (геометрическая нейтраль), ЭДС всегда направлена в одну сторону; в проводниках, лежащих ниже геометрической нейтрали, ЭДС направлена в противоположную сторону.

При вращении якоря проводники обмотки перемещаются от одного полюса к другому; ЭДС, индуцируемая в них, изменяет знак, т. е. в каждом проводнике наводится переменная ЭДС. Однако количество проводников, находящихся под каждым полюсом, остается неизменным. При этом *суммарная ЭДС, индуцируемая в проводниках, находящихся под одним*

полюсом, также неизменна по направлению и приблизительно постоянна по величине. Эта ЭДС снимается с обмотки якоря с помощью скользящего контакта, включенного между обмоткой и внешней цепью.

Обмотка якоря выполняется замкнутой, симметричной (рис. 8.1,*б*). *При отсутствии внешней нагрузки ток по обмотке не проходит, так как ЭДС, индуцируемые в различных частях обмотки, взаимно компенсируются.*

Если щетки, осуществляющие скользящий контакт с обмоткой якоря, расположить на геометрической нейтрали, то при отсутствии внешней нагрузки к щеткам прикладывается напряжение U, равное ЭДС E, индуцированной в каждой из половин обмоток. Это напряжение практически неизменно, хотя и имеет некоторую переменную составляющую, обусловленную изменением положения проводников в пространстве. При большом количестве проводников пульсации напряжения весьма незначительны.

При подключении к щеткам сопротивления нагрузки $R_н$ через обмотку якоря проходит постоянный ток I_a, направление которого определяется направлением ЭДС E. *В обмотке якоря ток* I_a *разветвляется и проходит по двум параллельным ветвям (токи* i_a*).*

Для обеспечения надежного токосъема щетки скользят не по проводникам обмотки якоря (как это было вначале развития электромашиностроения), а по *коллектору*, выполняемому в виде цилиндра, который набирается из медных пластин, изолированных одна от другой. К каждой паре соседних коллекторных пластин присоединяют часть обмотки якоря, состоящую из одного или нескольких витков; эту часть называют *секцией обмотки якоря.*

Если машина работает в генераторном режиме, то коллектор вместе со скользящими по его поверхности щетками является выпрямителем. В двигательном режиме, когда к якорю подводится питание от источника постоянного тока и он преобразует электрическую энергию в механическую, коллектор со щетками можно рассматривать как преобразователь частоты, связывающий сеть постоянного тока с обмоткой, по проводникам которой проходит переменный ток.

Таким образом, *главной особенностью машины постоянного тока является наличие коллектора и скользящего контакта между обмоткой якоря и внешней электрической цепью.*

§ 8.2. УСТРОЙСТВО МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

По конструктивному выполнению машина постоянного тока (рис. 8.2) подобна обращенной синхронной машине, у которой обмотка якоря расположена на роторе, а обмотка возбуждения – на статоре. Основное отличие заключается в том, что машина постоянного тока имеет на якоре *коллектор*, а на статоре кроме главных полюсов с обмоткой возбуждения – *добавочные полюсы*, которые служат для уменьшения искрения под щетками.

Статор. На статоре расположены главные полюсы с катушками обмотки возбуждения и добавочные полюсы (на рис. 8.2 не показаны) с соответствующими катушками. Полюсы крепят болтами к стальному корпусу, который является частью магнитной цепи машины. Главные полюсы (рис. 8.3) выполняют шихтованными (из стальных штампованных листов), а добавочные – массивными или также шихтованными.

По станине и полюсам замыкается постоянный магнитный поток, поэтому выполнение полюсов массивными или из листов определяется в основном удобствами технологии. Стальные листы спрессовывают под давлением и скрепляют заклепками и нажимными щеками, установленными по краям каждого полюса. Шихтованными должны быть только наконечники главных полюсов, так как при вращении зубчатого якоря из-за пульсации магнитного потока в воздушном зазоре в них возникают вихревые токи и потери мощности. Однако по условиям технологии обычно выполняют шихтованным весь полюс. Полюсы крепят к станине болтами; резьбу для болтов нарезают непосредственно в шихтованном сердечнике

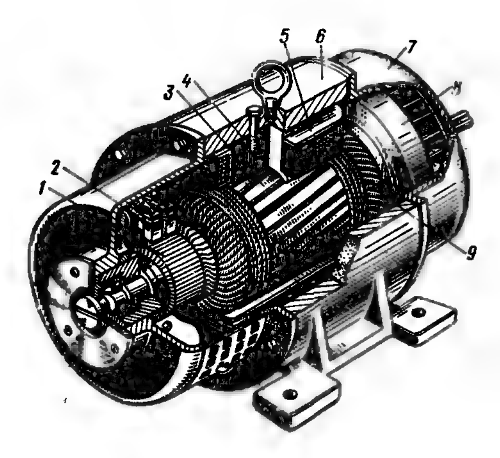


Рис. 8.2. Устройство машины постоянного тока:

1 – коллектор; 2 – щетки; 3 – сердечник якоря; 4 – главный полюс; 5 – катушки обмотки возбуждения; 6 – корпус (станина); 7 – подшипниковый щит; 8 – вентилятор; 9 – обмотка якоря

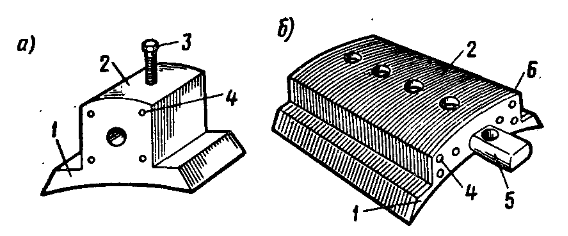


Рис. 8.3. Устройство главных полюсов:

1 – полюсный наконечник; *2* – сердечник полюса; *3* – установочный болт; *4* – заклепки; *5* – установочный стержень; *6* – нажимные щеки

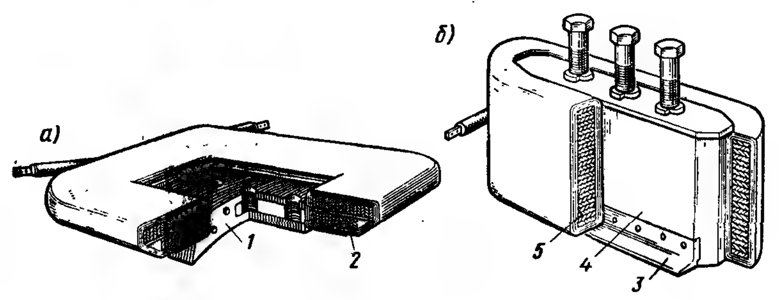


Рис. 8.4. Устройство катушек главных (*а*) и добавочных (*б*) полюсов:

1 – главный полюс; *2* – катушка обмотки возбуждения; *3* – опорный угольник; *4* – добавочный полюс; *5* – катушка обмотки добавочных полюсов

полюса (рис. 8.3,*а*) либо в массивных стальных стержнях, которые вставляют в выштампованные отверстия в полюсах (рис. *8.3,б*).

Катушки главных и добавочных полюсов изготовляют из изолированного медного провода круглого или прямоугольного сечения. Катушки машин малой мощности выполняют из тонкой проволоки; последовательные катушки обмоток возбуждения и добавочных полюсов – из полосовой меди (рис. 8.4). Расположенную на полюсе обмотку иногда разбивают на несколько катушек (секций) для лучшего ее охлаждения. При секционном выполнении катушек между отдельными секциями устанавливают дистанционные шайбы из изоляционного материала, посредством которых образуются вентиляционные каналы.

Якорь. Сердечник якоря, так же как в синхронной машине, собирают из изолированных листов электротехнической стали (рис. 8.5). Обмотку якоря изготовляют из провода круглого или прямоугольного сечения; обычно она состоит из отдельных, заранее намотанных, якорных катушек (рис. 8.6), которые обматывают изоляционными лентами и укладывают в пазы

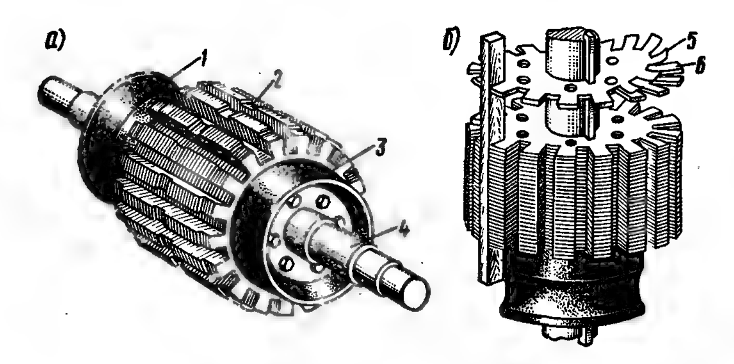


Рис. 8.5. Устройство сердечника якоря (*а*) и сборка его (*б*):
1, 3 – нажимные шайбы (обмоткодержатели); *2* – выточки для наложения бандажа; *4* – место для запрессовки коллектора; *5* – изоляционная пленка; *6* – стальной лист

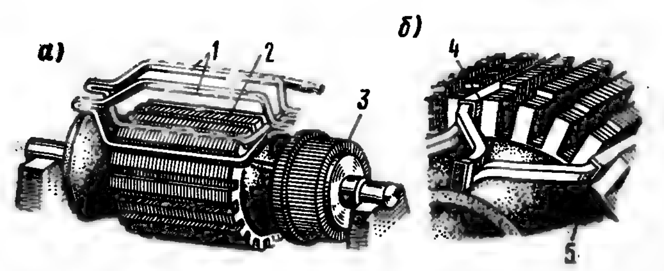


Рис. 8.6. Устройство якорных катушек (*а*) и расположение их в пазах (*б*):
1 – якорные катушки; *2* – сердечник якоря; *3* – коллектор; *4, 5* – верхняя и нижняя стороны якорной катушки

сердечника якоря. Обмотку выполняют двухслойной; в каждом пазу укладывают две стороны различных якорных катушек – одну поверх другой. Каждая якорная катушка включает в себя несколько секций, концы которых припаивают к соответствующим коллекторным пластинам; секции могут быть одно- и многовитковыми.

Коллектор. Обычно коллектор выполняют в виде цилиндра (рис. 8.7), собранного из клинообразных пластин твердотянутой меди; между пластинами располагают изоляционные прокладки из слюды или миканита. Узкие края коллекторных пластин имеют форму ласточкина хвоста; после сборки коллектора их зажимают между корпусом и нажимным фланцем (рис. 8.7, *а*) и изолируют манжетами из миканита. Секции обмотки якоря впаивают в прорези, имеющиеся в выступающей части коллекторных пластин.

В машинах малой и средней мощности широко приме-

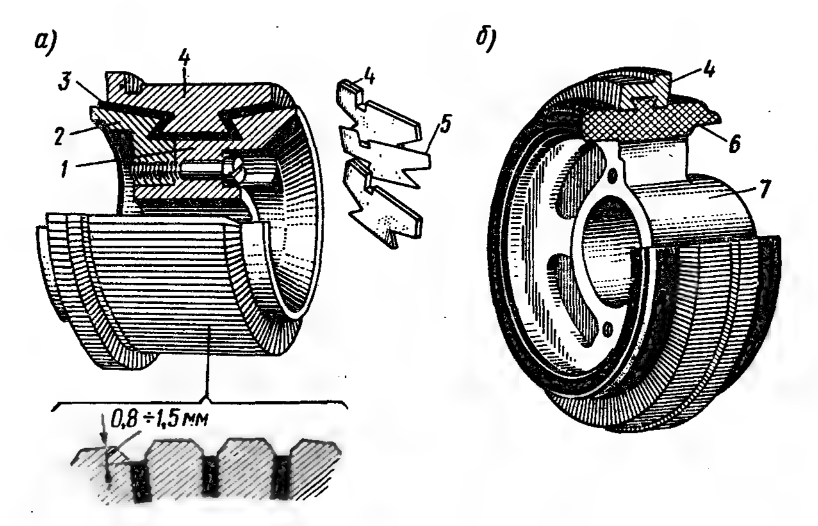


Рис. 8.7. Устройство коллектора машины постоянного тока с металлическим и пластмассовым корпусом:

1 — корпус; *2* — нажимный фланец; *3* — изоляционные манжеты; *4* — коллекторные пластины; *5* — изоляционные прокладки; *6* — пластмасса; *7* — втулка

няют коллекторы, в которых медные пластины и миканитовые прокладки запрессованы в пластмассу (рис. 8.7, *б*). Поверхность собранного коллектора обтачивают на токарном станке и тщательно шлифуют. Чтобы миканитовые прокладки при срабатывании коллектора не выступали над пластинами и не вызывали вибрации щеток, их профрезеровывают на 0,8 – 1,5 мм ниже поверхности коллектора.

Щеточный аппарат. По цилиндрической части коллектора скользят щетки, установленные в щеткодержателях. Щетки представляют собой прямоугольные бруски, изготовленные путем прессовки и термической обработки из порошков графита, кокса и других компонентов. Они предназначены для соединения коллектора с внешней цепью и прижимаются к поверхности коллектора пружинами (рис. 8.8, *а*).

При вращении якоря щетки сохраняют неизменное положение относительно полюсов машины. Щеткодержатели укрепляют на щеточных пальцах и изолируют от них. Щеточные пальцы, в свою очередь, крепят либо к подшипниковому щиту, либо к траверсе, которая позволяет при необходимости поворачивать всю систему щеток относительно полюсов машины. В машинах малой мощности часто применяют трубчатые щеткодержатели (рис. 8.8, *б*), устанавливаемые непосредственно в подшипниковом щите.

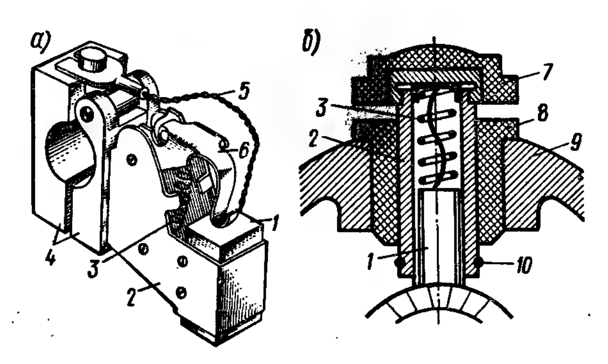


Рис. 8.8. Устройство щеткодержателей машин средней (*а*) и малой (*б*) мощностей:

1 — щетка; *2* — обойма; *3* — пружина; *4* — зажимы для крепления к щеточному пальцу; *5* — щеточный канатик; *6* — нажимный палец; *7* — колпак; *8* — изоляционная втулка; *9* — подшипниковый щит; *10* — зажим для выводного проводника

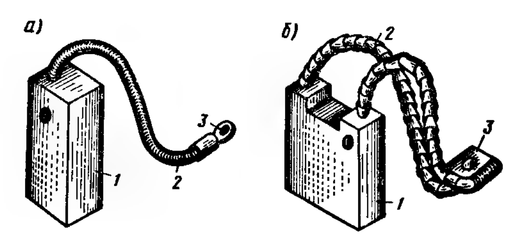


Рис. 8.9. Устройство щеток машин малой (*а*) и большой (*б*) мощностей:

1 — щетка; *2* — щеточный канатик; *3* — кабельный наконечник

В зависимости от состава, способа изготовления и физических свойств все щетки (рис. 8.9) делят на шесть основных групп: угольно-графитные, графитные, электрографитированные, медно-графитные, бронзо-графитные и серебряно-графитные. Для каждой машины следует применять щетки только установленной марки, которая выбирается заводом-изготовителем, исходя из условий работы машины.

§ 8.3. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ

Процесс индуцирования электродвижущей силы в обмотке якоря. Рассмотрим процесс индуцирования электродвижущей силы (ЭДС) в обмотке якоря, проводники которой для простоты будем считать равномерно распределенными вдоль окружности якоря (рис. 8.10, *а*). При вращении якоря в провод-

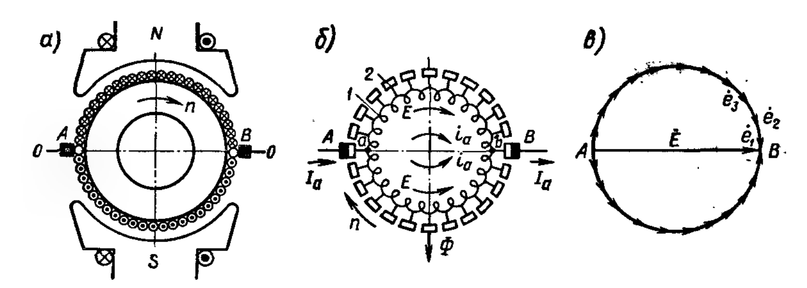


Рис. 8.10. Схема машины постоянного тока (*а*), упрощенная схема ее обмотки якоря (*б*) и векторная диаграмма индуцируемых в ней ЭДС (*в*):

1 – обмотка якоря; *2* – коллектор

никах, лежащих под полюсами *N* и *S*, индуцируются ЭДС противоположного направления. Проводники, в которых индуцируются эти ЭДС, расположены по обе стороны от геометрической нейтрали *О – О* – оси симметрии, разделяющей полюсы.

Обмотка якоря выполнена в виде многофазной обмотки (рис. 8.10, *б*), состоящей из большого числа витков, подключенных к пластинам коллектора так, чтобы между каждой парой смежных коллекторных пластин был включен один или несколько витков. На коллектор накладывают щетки *А* и *В*, посредством которых вращающаяся обмотка якоря соединяется с внешней цепью. При вращении якоря между щетками *А* и *В* действует постоянная по величине ЭДС *Е*, равная сумме ЭДС, индуцированных во всех последовательно соединенных витках обмотки якоря, которые включены между щетками.

Чтобы подать от обмотки якоря во внешнюю цепь максимальное напряжение, эту цепь нужно присоединить к двум точкам обмотки якоря, между которыми имеется наибольшая разность потенциалов. Такими точками при холостом ходе машины являются точки *a* и *b* (рис. 8.10, *б*), расположенные на геометрической нейтрали, где и следует устанавливать щетки *А* и *В*. При вращении якоря точки *a* и *b* смещаются с геометрической нейтрали, но к щеткам подходят новые точки обмотки, между которыми будет действовать ЭДС *Е*, поэтому ЭДС во внешней цепи неизменна по величине и направлению. Уменьшения пульсаций ЭДС *Е* при переходе щеток с одной коллекторной пластины на другую достигают путем установки большого числа коллекторных пластин; число коллекторных пластин, приходящихся на одну параллельную ветвь обмотки якоря, должно быть не менее восьми.

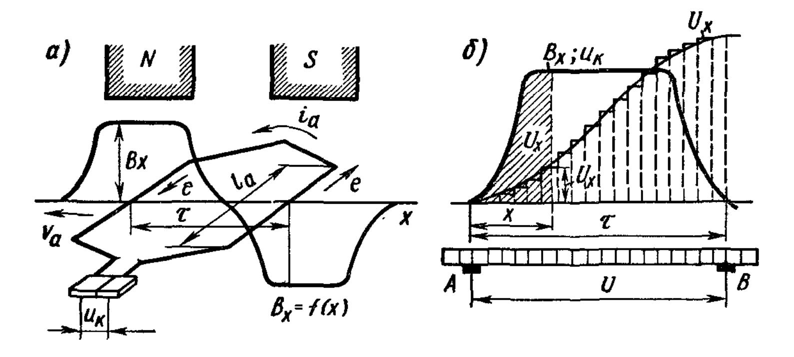


Рис. 8.11. Кривые распределения индукции вдоль окружности якоря и напряжений $u_к$ по коллектору

Если заменить реальную несинусоидальную ЭДС, индуцируемую в витках обмотки якоря, эквивалентной синусоидальной, то значение ЭДС E между щетками A и B можно найти из векторной диаграммы (рис. 8.10, *в*). *При достаточно большом числе секций обмотки якоря эта ЭДС практически неизменна во времени и равна диаметру окружности*, описанной вокруг многоугольника ЭДС $\dot{e}_1$, $\dot{e}_2$, $\dot{e}_3$ и др., индуцированных в отдельных витках этой обмотки.

Щетки A и B разделяют рассматриваемую обмотку на две параллельные ветви, в каждой из которых индуцируются ЭДС E и проходят токи i_a. При разомкнутой внешней цепи ток по обмотке не проходит, так как ЭДС, индуцированные в двух ее ветвях, направлены встречно и взаимно компенсируются. Полная компенсация, очевидно, происходит при строго симметричном выполнении обмотки и равенстве магнитных потоков полюсов; условие симметрии в случае двухполюсной обмотки сводится к равномерному распределению проводников на внешней поверхности якоря.

Мгновенное значение ЭДС, индуцируемой в каждом активном проводнике (рис. 8.11, *а*):

$$e = B_x v_a l_a, \tag{8.1}$$

где B_x – индукция в рассматриваемой точке воздушного зазора; v_a – окружная скорость якоря; l_a – длина проводника в магнитном поле.

Следовательно,

$$E = \sum_{1}^{N/(2a)} e = v_a l_a \sum_{1}^{N/(2a)} B_x. \tag{8.2}$$

Здесь N – общее число активных проводников обмотки якоря; $N/(2a)$ – число активных проводников, входящих в одну параллельную ветвь.

При достаточно большом числе коллекторных пластин можно пренебречь пульсацией ЭДС и считать, что

$$\sum_{1}^{N/(2a)} B_x \approx [N/(2a)]\, B_{\text{ср}}, \quad (8.3)$$

где $B_{\text{ср}}$ – среднее значение индукции в пределах полюсного деления $\tau = \pi D_a/(2p)$.

Учитывая, что $B_{\text{ср}} l_a \tau = \Phi$ и $v_a = \pi D_a n/60 = 2\tau p n/60$, получаем

$$\boxed{E = [pN/(60a)]\, n\Phi = c_e n\Phi,} \quad (8.4)$$

где $c_e = pN/(60a)$ – коэффициент, определяемый конструктивными параметрами машины и не зависящий от режима ее работы.

По формуле (8.4) определяют среднее значение ЭДС E. Мгновенное ее значение находится (пульсирует) между величинами $E_{\max}$ и $E_{\min}$. При вращении якоря часть витков, замыкаясь накоротко щетками, выключается из параллельных ветвей, и за время поворота якоря на угол, соответствующий одной коллекторной пластине, сумма мгновенных значений ЭДС успевает несколько измениться. Максимальное значение возникающих при этом пульсаций $\Delta E \approx 0{,}5\,(E_{\max} - E_{\min})$ зависит от числа коллекторных пластин K:

K	2	4	8	10	20	40
ΔE, %	100	17,2	4	2,5	0,62	0,16

Значения ΔE приведены в процентах от теоретического среднего значения ЭДС E. Период пульсаций равен времени поворота якоря на одну коллекторную пластину, вследствие чего их частота в K/p раз больше частоты f_a, с которой изменяется ЭДС, индуцированная в проводниках обмотки якоря.

Напряжение между соседними коллекторными пластинами. Если пренебречь падением напряжения в витках, то напряжение $u_к$ между соседними коллекторными пластинами будет равно сумме ЭДС, индуцируемых во включенных между ними витках обмотки якоря. Например, для обмотки, состоящей из одновитковых секций (рис. 8.11, *а*), напряжение $u_к = 2e$. Из (8.1) следует, что ЭДС e пропорциональна индукции B_x в соответствующей точке воздушного зазора, поэтому кривая распределения по окружности коллектора напряжений $u_к$ между соседними пластинами подобна кривой распределения индукции $B_x = f(x)$ в воздушном зазоре (рис. 8.11, *б*).

Важной характеристикой надежности работы машины постоянного тока является так называемая *потенциальная кривая*, представляющая собой зависимость изменения напряжения U_x вдоль окружности коллектора. При переходе от одной коллекторной пластины к другой напряжение U_x изменяется ступенчато, но при достаточно большом числе коллекторных пластин эту зависимость можно заменить плавной кривой. Потенциальная кривая является интегральной относительно кривой магнитного поля $B_x = f(x)$, так как площадь кривой магнитного поля пропорциональна сумме ЭДС, индуцируемых во всех витках, которые включены между щетками A и B (см. рис. 8.10). Наибольшее напряжение между соседними коллекторными пластинами $u_{\text{кmax}}$ возникает там, где потенциальная кривая имеет наибольшую крутизну.

Как отмечено выше, при холостом ходе машины значение ЭДС E максимальное при установке щеток A и B на геометрической нейтрали. Если смещаются щетки с геометрической нейтрали на некоторый угол α (рис. 8.12), то часть окружности якоря, соответствующая углу α, находится в зоне с индукцией $-B_x$ созданной полюсом противоположной полярности. При этом уменьшается результирующая ЭДС E и напряжение U между щетками A и B, так как в проводниках якоря, расположенных в указанной зоне, индуцируются ЭДС, противоположные по направлению ЭДС, индуцируемые в остальных проводниках. Если принять распределение магнитной индукции в воздушном зазоре синусоидальным, то $E = c_e n\Phi \cos\alpha$.

Электромагнитный момент. На якорь, по обмотке которого проходит ток I_a, действует электромагнитный момент

$$M = 0{,}5F_{\text{рез}}D_a, \qquad (8.5)$$

где $F_{\text{рез}}$ – результирующая электромагнитная сила, возникающая при взаимодействии тока с магнитным полем.

Сила $F_{\text{рез}}$ представляет собой сумму усилий f_x, приложенных ко всем активным проводникам обмотки якоря. При достаточно большом числе коллекторных пластин силу $F_{\text{рез}}$ можно считать постоянной:

$$F_{\text{рез}} = \sum_{1}^{N} f_x = Nf_{\text{ср}} = NB_{\text{ср}}l_a i_a = NB_{\text{ср}}l_a I_a/(2a). \qquad (8.6)$$

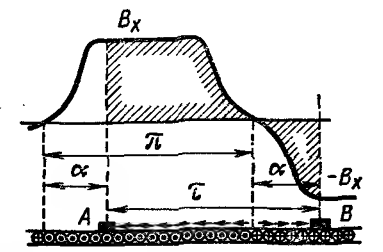


Рис. 8.12. Кривая распределения индукции при сдвиге щеток с геометрической нейтрали

Здесь i_a — ток в одной параллельной ветви (см. рис. 10.11). С учетом значений $B_{ср}$ электромагнитный момент

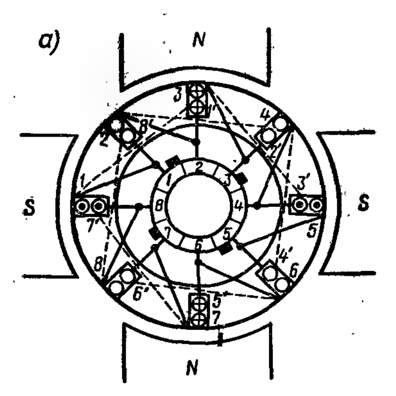
$$M = pN\Phi I_a/(2\pi a) = c_м \Phi I_a, \tag{8.7}$$

где $c_м = pN/(2\pi a) = 60c_e/(2\pi)$ — коэффициент, зависящий от конструктивных параметров машины. *При работе машины в двигательном режиме электромагнитный момент является вращающим, а в генераторном режиме — тормозным.*

§ 8.4. ОБМОТКИ ЯКОРЯ

Типы обмоток. В настоящее время в основном применяют якоря барабанного типа, в которых проводники обмотки укладывают в два слоя в пазы, расположенные на наружной поверхности якоря (рис. 8.13, *а*). Для того чтобы ЭДС, индуцированные в двух сторонах каждого витка, складывались, стороны его следует располагать под полюсами противоположной полярности (рис. 8.13, *б*). В этом случае в каждом витке индуцируется ЭДС, в два раза большая, чем в одном проводнике. Следовательно, как и в обмотках переменного тока, основной шаг обмотки должен быть примерно равен полюсному делению τ.

Обмотки барабанного якоря подразделяют на две основные группы: петлевые (параллельные) и волновые (последовательные). В машинах большой мощности применяют также «лягушачью» (параллельно-последовательную) обмотку, в ко-



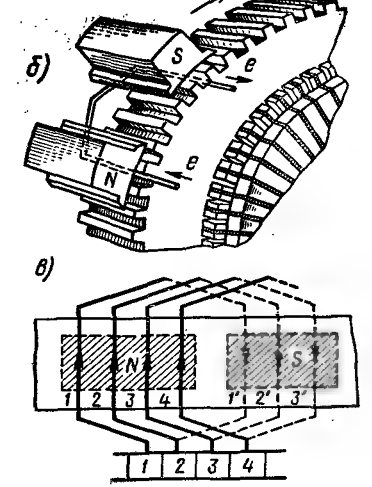


Рис. 8.13. Схемы расположения проводников обмотки на якоре барабанного типа (*а* и *б*) и схема двухслойной обмотки 7 (*в*)
1, 2, 3, ..., 8, 1', 2', 3', ..., 8' — проводники, образующие обмотку

торой сочетаются элементы петлевой и волновой обмоток. Основной частью каждой обмотки является секция, состоящая из одного или нескольких последовательно включенных витков; концы секции присоединяют к двум коллекторным пластинам. Число секций S равно числу коллекторных пластин K. Все секции обмотки обычно имеют одинаковое количество витков.

На схемах обмоток секции для простоты всегда изображают одновитковыми. При двухслойной обмотке стороны секции, расположенные в верхнем слое, изображают сплошными линиями, а в нижнем слое – штриховыми (рис. 8.13, *в*). Шаг секции y_1 (его называют также основным или первым частичным шагом обмотки) должен быть приблизительно равен полюсному делению τ. При $y_1 = \tau$ шаг называют *диаметральным*; при $y_1 < \tau$ – *укороченным*; при $y_1 > \tau$ – *удлиненным*.

Простая петлевая обмотка. При простой петлевой обмотке секцию присоединяют к соседним коллекторным пластинам (рис. 8.14, *а*). Для выполнения обмотки необходимо знать ее результирующий шаг y (рис. 8.14, *б*), первый y_1 и второй y_2 частичные шаги, а также шаг по коллектору $y_к$. *Результирующим шагом обмотки* называют расстояние между начальными сторонами двух секций, следующих одна за другой по ходу обмотки; *первым частичным шагом* (шагом секции) называют расстояние между двумя сторонами каждой секции; *вторым частичным шагом* – расстояние между конечной стороной одной секции и начальной стороной следующей секции. Указанные расстояния обычно выражают в числе пройденных секций. *Шагом по коллектору* называют расстояние в коллекторных делениях между пластинами, к которым присоединены две стороны каждой секции. Так как $K = S$, то результирующий шаг обмотки y и шаг по коллектору $y_к$ равны.

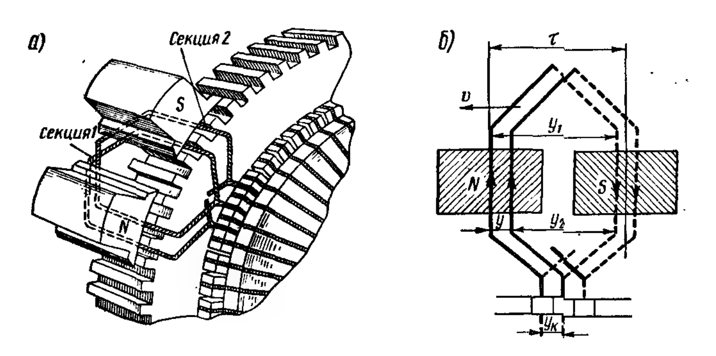


Рис. 8.14. Общий вид петлевой обмотки (*а*) и схема соединений ее секций (*б*)

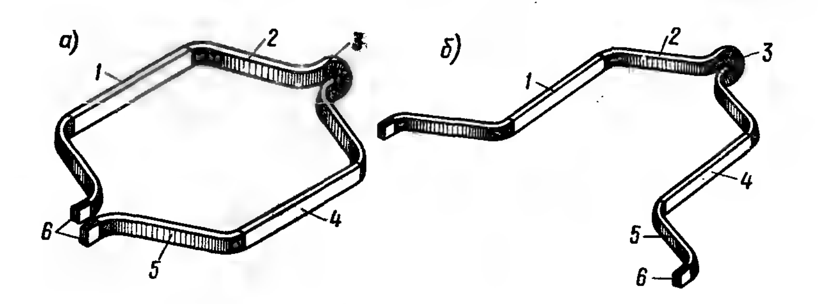


Рис. 8.15. Формы якорных катушек при петлевой (*а*) и волновой (*б*) обмотках (при одновитковых секциях):

1, 4 – пазовые части; *2, 5* – лобовые части; *3* – задняя головка; *6* – концы секций, припаиваемые к коллектору

При петлевой обмотке $y = y_1 - y_2$ и $y_к = y$. Обмотку называют *простой*, если $y = y_к = \pm 1$. В этой обмотке каждая последующая секция расположена рядом с предыдущей, а якорная катушка имеет форму петли (рис. 8.15,*а*), что обусловило название этой обмотки. Обычно при выполнении обмотки принимают $y_к = +1$ (неперекрещенная обмотка), так как в этом случае несколько снижается расход обмоточного провода.

В простой петлевой обмотке секции, расположенные под каждой парой полюсов, образуют две параллельные ветви. В каждую из параллельных ветвей входит $S_в = S/(2p)$ секций, поэтому число параллельных ветвей во всей обмотке

$$\boxed{2a = S/S_в = 2p.} \qquad (8.8)$$

Условие $2a = 2p$ выражает основное свойство простой петлевой обмотки: *чем больше число полюсов, тем больше параллельных ветвей имеет обмотка.* Следовательно, тем больше щеточных пальцев должно быть в машине. Поэтому простую петлевую обмотку часто называют *параллельной.*

На рис. 8.16,*а* показана схема расположения щеток в четырехполюсной машине и образующиеся параллельные ветви. В реальной машине коллекторные пластины *1, 2* смещены относительно соединенных с ними секций на половину полюсного деления, поэтому щетки расположены по осям главных полюсов, а соединенные с ними секции – на геометрической нейтрали *OA* (рис. 8.16,*б*).

На рис. 8.17,*а* для примера изображена схема петлевой обмотки четырехполюсной машины, а на рис. 8.17,*б* – ее эквивалентная схема, показывающая последовательность соединения отдельных секций петлевой обмотки и образующиеся при этом параллельные ветви. Цифрами *1, 2, 3* и т. д.

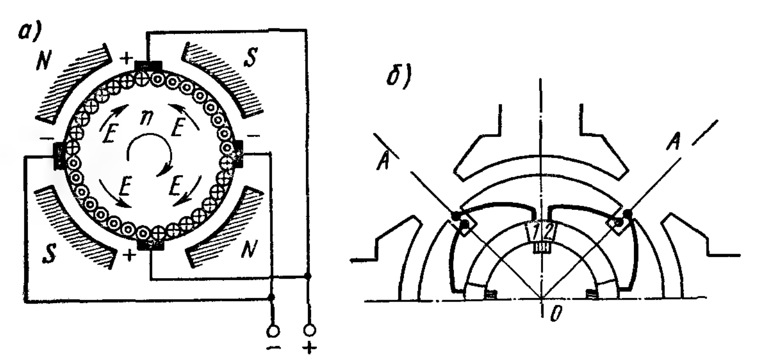


Рис. 8.16. Схема параллельных ветвей в обмотке якоря четырехполюсной машины и расположение условных и реальных полюсов

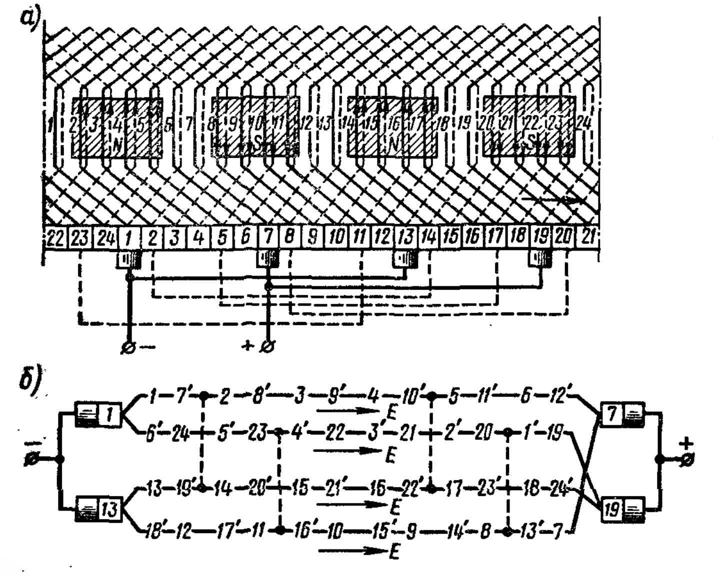


Рис. 8.17. Принципиальная схема петлевой обмотки четырехполюсной машины (*а*) и ее эквивалентная схема (*б*):
$S = K = 24$, $y_1 = 6$, $y_2 = 5$, $y = y_к = 1$

обозначены активные проводники, лежащие в верхнем слое, а цифрами *1′*, *2′*, *3′* – лежащие в нижнем слое обмотки.

ЭДС *E*, индуцированные во всех параллельных ветвях петлевой обмотки, теоретически должны быть равны. Практически из-за технологических допусков в величинах воздушного зазора под разными полюсами, дефектов литья в корпусе

и других причин магнитные потоки отдельных полюсов несколько различаются между собой, а поэтому в параллельных ветвях индуцируются неодинаковые ЭДС. Разница между ними составляет 3—5 %, однако вследствие небольшого сопротивления обмотки якоря эта ЭДС оказывается достаточной, для того чтобы по параллельным ветвям, даже при холостом ходе, проходили довольно значительные уравнительные токи, которые загружают щетки и способствуют возникновению искрения на коллекторе. Чтобы уравнительные токи замыкались помимо щеток, в петлевых обмотках предусматривают *уравнительные соединения* точек обмотки, имеющих теоретически равные потенциалы. Обычно между собой соединяют коллекторные пластины, к которым подключены равнопотенциальные точки обмотки (см. штриховые линии на рис. 8.17, *а*). Практически достаточно иметь одно-два уравнительных соединения на каждую группу секций, лежащих в одном пазу якоря, т. е. снабжать уравнителями $^1/_2$ или $^1/_3$ коллекторных пластин. Уравнительные соединения располагают обычно под лобовыми частями обмотки рядом с коллектором. В этом случае они находятся вне магнитного поля главных полюсов и в них ЭДС не индуцируется. Проходящие по уравнительным соединениям токи, идя по параллельным ветвям обмотки якоря, создают МДС, которые уменьшают неравенство магнитных потоков отдельных полюсов.

Простая волновая обмотка. При простой волновой обмотке секции, лежащие под разными полюсами, соединяют последовательно (рис. 8.18, *а*). При этом после одного обхода окружности якоря, т. е. последовательного соединения p секций, приходят к коллекторной пластине, расположенной рядом с исходной. Результирующий шаг обмотки (рис. 8.18, *б*) $y = y_1 + y_2$, частичные шаги ($y_1 \approx y_2$) приблизительно равны

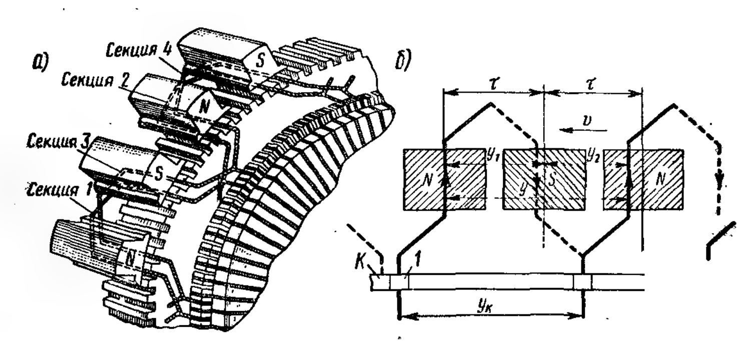


Рис. 8.18. Общий вид волновой обмотки (*а*) и схема соединения секций (*б*)

полюсному делению τ, а шаг по коллектору $y_к$ – двойному полюсному делению. Между шагом по коллектору $y_к$ и количеством коллекторных пластин K существует зависимость: $py_к \pm 1 = K$, откуда

$$y_к = (K \pm 1)/p. \quad (8.9)$$

Так как величина $y_к$ должна быть целым числом, то число коллекторных пластин K не может быть произвольным. Предпочтительно брать $y_к = (K - 1)/p$ (неперекрещенная обмотка), так как при этом несколько уменьшается расход обмоточного провода. Якорная катушка в рассматриваемой обмотке имеет форму волны (см. рис. 8.15, *б*), поэтому обмотку называют *волновой*. В якоре барабанного типа направление ЭДС сохраняется неизменным во всех сторонах секций, расположенных в пределах одного полюсного деления, т. е. в $S/(2p)$ сторонах секций. В простой волновой обмотке при одном обходе окружности якоря соединяют последовательно $2p$ сторон секций, поэтому количество секций в каждой параллельной ветви $S_в = pS/(2p) = S/2$, а число параллельных ветвей обмотки

$$\boxed{2a = S/S_в = 2.} \quad (8.10)$$

Следовательно, *число параллельных ветвей при простой волновой обмотке не зависит от числа полюсов и всегда равно двум*; поэтому такую обмотку часто называют *последовательной*. Уравнительные соединения при простой волновой обмотке не требуются, так как в каждую параллельную ветвь входят секции, стороны которых расположены под всеми полюсами. В результате неравенство потоков отдельных полюсов не вызывает неравенства ЭДС в параллельных ветвях.

Последовательность соединения отдельных секций волновой обмотки и образующиеся при этом параллельные ветви показаны на рис. *8.19* на примере волновой обмотки четырехполюсной машины, имеющей 19 секций. При волновой обмотке в машинах малой мощности устанавливают только два щеточных пальца; в более мощных машинах для уменьшения плотности тока под щетками и улучшения токосъема обычно ставят полный комплект ($2p$) щеточных пальцев.

Области применения простых петлевых и волновых обмоток. Двухполюсные машины небольшой мощности выполняют с простой петлевой обмоткой, так как при двух полюсах волновая обмотка превращается в петлевую. По мере увеличения мощности переходят к более компактным четырехполюсным машинам, имеющим меньшую массу, чем двухполюсные. Четырехполюсные машины небольшой и средней мощности

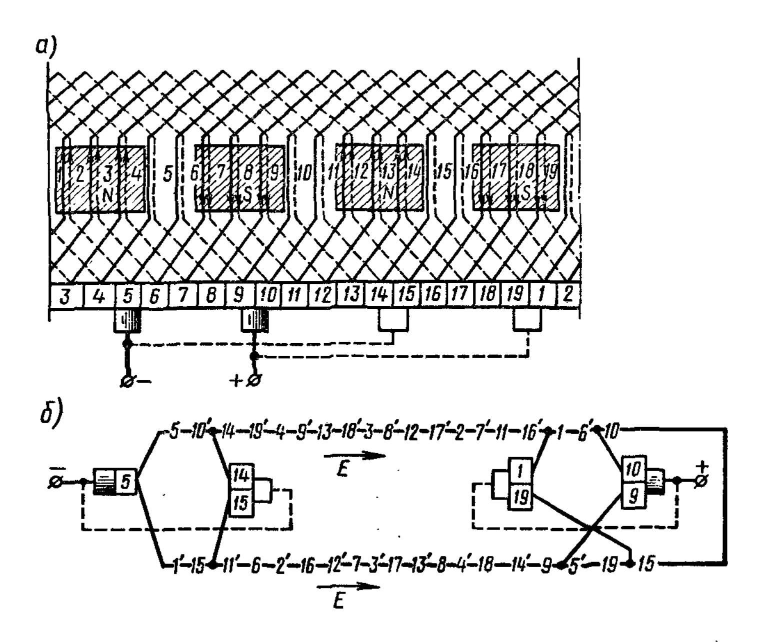


Рис. 8.19. Принципиальная схема волновой обмотки четырехполюсной машины (*а*) и ее эквивалентная схема (*б*):
$S = K = 19,\ y_1 = 5,\ y_2 = 4,\ y = y_к = 9$

часто имеют волновую обмотку, не требующую применения уравнительных соединений. При повышенном напряжении на щетках (до 1000 В и более) такую обмотку применяют в четырехполюсных машинах мощностью до 200–300 кВт.

Если напряжение на коллекторе невелико (110 или 220 В), то уже при мощности в десятки киловатт применяют четырехполюсные машины с петлевой обмоткой для уменьшения тока i_a в параллельной ветви. Его значение даже в весьма мощных машинах не должно превышать 250–300 А, так как при выполнении обмотки из проводников большого сечения возникают значительные технологические трудности при изготовлении якорных катушек и их укладке. При простой петлевой обмотке ток $i_a = I_a/(2a) = I_a/(2p)$, поэтому с увеличением мощности и тока машины для сохранения тока i_a в допустимых пределах увеличивают число полюсов.

Сложные обмотки. При мощности более 1000 кВт становится выгодным применять сложные многоходовые обмотки якоря. В простейшем случае многоходовые обмотки представляют собой *m* простых петлевых или волновых обмоток, наложен-

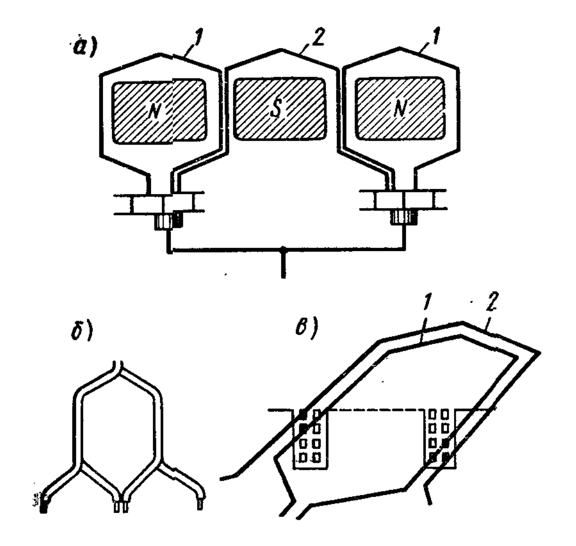


Рис. 8.20. Схема соединения секций лягушачьей обмотки (*а*), форма ее якорной катушки (*б*) и расположение проводников в пазах (*в*):
1 – петлевая обмотка; *2* – волновая обмотка

ных на общий якорь и смещенных относительно друг друга. В сложной петлевой обмотке число параллельных ветвей $2a = 2pm$, а в сложной волновой – $2a = 2m$, где m – число ходов обмотки. Результирующий шаг обмотки и шаг по коллектору соответственно равны: $y = y_к = \pm m$; $y = y_к = (K \pm m)/p$. Применение многоходовых обмоток позволяет увеличивать число параллельных ветвей при неизменном числе полюсов, увеличение которых в ряде случаев невозможно. Однако эти обмотки требуют сложных уравнительных соединений.

В машинах большой мощности часто используют параллельно-последовательную (лягушачью) обмотку, представляющую собой комбинацию простой петлевой и многоходовой волновой обмоток (рис. 8.20). Обе обмотки уложены в одни и те же пазы и имеют общие коллекторные пластины. Чтобы уравнять ЭДС параллельных ветвей, образуемых петлевой и волновой обмотками, число параллельных ветвей $2a$ них обмоток должно быть одинаковым; для этого число ов m волновой обмотки должно быть равно p. Секции волновой и петлевой обмоток являются друг для друга уравнителями, поэтому лягушачью обмотку выполняют без специальных уравнительных соединений.

§ 8.5. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Режим холостого хода. Магнитный поток при холостом ходе в машине создается только МДС $F_в$ обмотки возбуждения. В этом случае магнитный поток $Ф_в$ при симметричном воздушном зазоре между якорем и сердечником главного полюса распределяется симметрично относительно продольной оси машины (рис. 8.21).

Зависимость магнитного потока возбуждения $Ф_в$ от МДС $F_в$ (магнитная характеристика – рис. 8.22) для машин постоянного тока подобна магнитной характеристике для синхронных машин. Однако при проектировании машин постоянного тока допускают большие индукции на участках магнитной цепи (в зубцах, якоре, станине и полюсах), чем в синхронных машинах, вследствие чего для них коэффициент насыщения $k_{нас} = F/F_\delta = ab/ac = 1{,}2 \div 2$. Расчет магнитной цепи машины постоянного тока производят так же, как и для машин переменного тока (см. § 3.7).

Реакция якоря. При работе машины под нагрузкой по обмотке якоря проходит ток, вследствие чего возникает МДС якоря. Воздействие МДС якоря на магнитное поле машины называют *реакцией якоря.* Для упрощения анализа явления реакции якоря будем пренебрегать насыщением магнитной цепи машины и считать, что МДС $F_в$ обмотки возбуждения и МДС F_{aq} обмотки якоря расходуются на преодоление магнитными потоками воздушного зазора. В этом случае вместо указанных МДС можно рассматривать соответствующие потоки: возбуждения $Ф_в$ и реакции якоря $Ф_{aq}$.

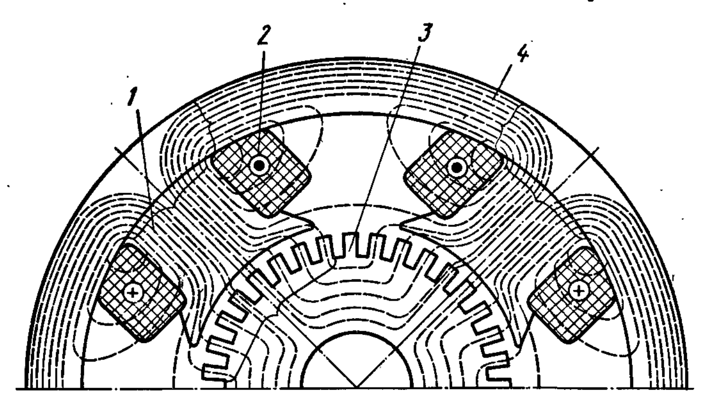


Рис. 8.21. Магнитное поле машины постоянного тока в режиме холостого хода:

1 – полюс; *2* – обмотка возбуждения; *3* – якорь; *4* – корпус (станина)

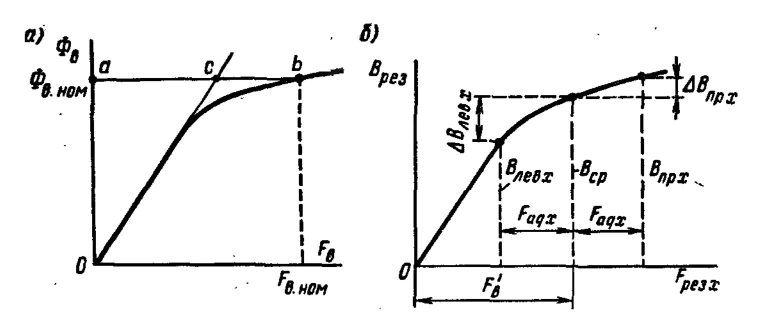


Рис. 8.22. Магнитная характеристика машины постоянного тока (*а*) и график для определения размагничивающего действия поперечного поля реакции якоря (*б*)

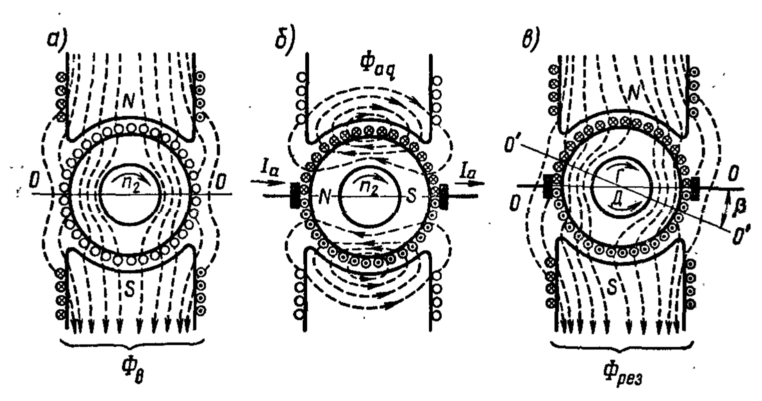


Рис. 8.23. Характер магнитного поля машины постоянного тока, создаваемые обмоткой возбуждения (*а*), обмоткой якоря (*б*) и результирующего поля (*в*)

При холостом ходе магнитный поток возбуждения направлен по продольной оси машины (рис. 8.23, *а*). При работе под нагрузкой магнитный поток $Ф_{aq}$, созданный МДС якоря F_{aq}, в двухполюсной машине при установке щеток на геометрической нейтрали направлен по поперечной оси машины (см. рис. 8.23, *б*), поэтому магнитное поле якоря называют *поперечным*. В результате действия реакции якоря симметричное распределение магнитного поля машины относительно оси главных полюсов искажается и *результирующее поле оказывается смещенным к одному из краев каждого главного полюса* (см. рис. 8.23, *в*). При этом физическая нейтраль $O'-O'$ (линия, соединяющая точки окружности якоря, в которых индукция равна нулю) смещается относительно геометрической нейтрали $O-O$ на некоторый угол β. *В генераторах*

(обозначение *Г* на рис. 8.23, *в*) *физическая нейтраль смещается по направлению вращения якоря; в двигателях* (обозначение *Д*) — *против направления вращения.*

Чтобы построить кривую $B_{рез} = f(x)$ распределения результирующей индукции вдоль окружности якоря, применим метод суперпозиции. Его можно использовать, если пренебречь насыщением магнитной цепи машины и считать, что МДС $F_в$ и F_{aq} расходуются на компенсацию разности магнитных потенциалов в воздушном зазоре. Так как обмотка возбуждения является сосредоточенной, то кривая распределения создаваемой ею МДС $F'_в = f(x)$ имеет форму прямоугольника, где $F'_в = 0{,}5F_в$ — МДС, приходящаяся на один воздушный зазор. В этом случае кривая индукции $B_в = f(x)$ имеет форму криволинейной трапеции (рис. 8.24, *а*).

Для построения кривой МДС $F_{aqx} = f(x)$ и создаваемой ею индукции $B_{aqx} = f(x)$ примем, что обмотка якоря равномерно распределена по его окружности. Тогда на основании закона полного тока МДС якоря, действующая вдоль контура обхода через точки воздушного зазора на расстояния x от оси главных полюсов,

$$2F_{aqx} = 2xA, \quad (8.11)$$

а МДС, приходящаяся на один зазор,

$$F_{aqx} = \pm xA, \quad (8.12)$$

где $A = i_a N/(\pi D_a)$ — линейная нагрузка якоря (число ампер, приходящихся на 1 см окружности якоря).

Следовательно, МДС якоря F_{aqx} изменяется линейно вдоль его окружности (рис. 8.24, *б*); под серединой главного полюса она равна нулю, а в точках, где установлены щетки, имеет максимальное значение. При нена-

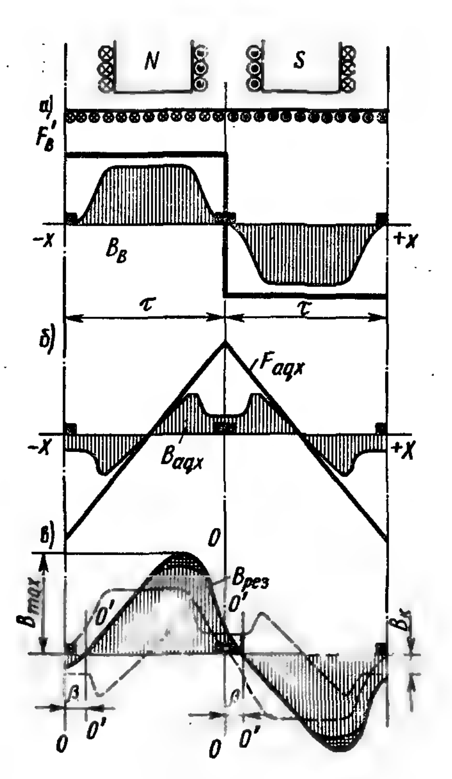


Рис. 8.24. Кривые распределения индукции в воздушном зазоре машины постоянного тока

сыщенной магнитной системе магнитная индукция в воздушном зазоре

$$B_{aqx} = \mu_0 F_{aqx}/\delta_x = \mu_0 (x/\delta_x) A, \qquad (8.13)$$

где δ_x – величина воздушного зазора в точке x.

Из (8.12) следует, что под полюсом при $\delta_x = \text{const}$ индукция B_{aqx} изменяется линейно вдоль окружности якоря. Но в межполюсном пространстве резко возрастает длина магнитной силовой линии, т. е. воздушный зазор δ_x, и поэтому резко уменьшается индукция $B_{aqx} = f(x)$. В результате кривая распределения индукции $B_{aqx} = f(x)$ приобретает седлообразную форму.

Кривую распределения результирующей индукции $B_{рез} = f(x)$ можно получить алгебраическим сложением ординат кривых $B_в = f(x)$ и $B_{aqx} = f(x)$. Как видно из рис. 8.24, *в*, эта кривая имеет пики индукции B_{max} под краями главных полюсов.

Таким образом, реакция якоря оказывает неблагоприятное влияние на работу машины постоянного тока: а) физическая нейтраль $O'-O'$ (см. рис. 8.23, *в*) смещается относительно геометрической нейтрали $O-O$ на некоторый угол β; б) искажается кривая распределения индукции $B_{рез} = f(x)$ в воздушном зазоре и возрастает индукция под одним из краев главных полюсов, что ведет к повышению напряжения в секциях, когда их стороны проходят зоны с увеличенной индукцией. Кроме того, как показано ниже, результирующий магнитный поток машины при насыщенной магнитной цепи уменьшается.

Размагничивающее действие поперечного поля реакции якоря. Если магнитная цепь машины не насыщена, то кривая результирующей индукции в воздушном зазоре под действием реакции якоря искажается (рис. 8.24, *в*), однако площадь ее остается равной площади кривой индукции при холостом ходе (рис. 8.24, *а*). Следовательно, результирующий поток $\Phi_{рез}$ при нагрузке равен потоку $\Phi_в$ при холостом ходе. Однако *при насыщенной магнитной цепи реакция якоря уменьшает поток* $\Phi_{рез}$. Чтобы установить влияние МДС F_{aq} на величину потока $\Phi_{рез}$, рассмотрим зависимость результирующей индукции $B_{рез}$ в воздушном зазоре от результирующей МДС $F_{резx} = F'_в \pm F_{aqx}$, действующей в некоторой точке x зазора (рис. 8.22, *б*).

Примем, что в машине насыщены только зубцы якоря. Тогда МДС $F'_в$ расходуется на преодоление магнитного сопротивления одного воздушного зазора и одного зубцового слоя. В точках, лежащих под серединой полюсов, эта МДС создает индукцию $B_{ср} = B_в$, так как в этих точках $F_{aqx} = 0$. По мере приближения к одному из краев полюса N, например к правому, индукция $B_{рез}$ возрастает до величины $B_{прx}$, так как здесь

действует МДС $F'_в + F_{aqx}$; при приближении к другому краю того же полюса (в данном случае к левому) индукция уменьшается до $B_{левx}$, так как здесь действует МДС $F'_в - F_{aqx}$. Однако из-за нелинейного характера зависимости $B_{рез} = f(x)$ прирост индукции $B_{прx}$ у правого края полюса меньше, чем снижение индукции $B_{левx}$ у левого края, вследствие чего результирующий поток машины уменьшается (см. косую штриховку в кривой индукции на рис. 8.24, *в*). Снижение магнитного потока под действием МДС якоря обычно невелико и составляет всего 1–3%, однако оно существенно влияет на характеристики генераторов постоянного тока и приводит к уменьшению ЭДС E машины при нагрузке по сравнению с ЭДС E_0 при холостом ходе.

Если машина работает при небольших токах возбуждения, т. е. на прямолинейной части (машина не насыщена), то реакция якоря размагничивающего действия не оказывает. Аналогичный эффект получается и при значительном насыщении, когда машина снова работает на прямолинейном участке магнитной характеристики.

Реакция якоря при сдвиге щеток с геометрической нейтрали. В этом случае окружность якоря с обмоткой можно разделить на четыре зоны (рис. 8.25). Две из них охватывают стороны секций в пределах угла 2α и образуют продольную МДС $F_{ad} = (2\alpha/\pi) A$, а две другие охватывают стороны секций в пределах угла $(\pi - 2\alpha)$ и образуют поперечную МДС $F_{aq} = (\pi - 2\alpha) A/\pi$.

Продольная МДС Φ_{aq} создает продольный поток Φ_{ad}, который может сильно увеличивать или уменьшать результирующий магнитный поток машины $\Phi_{рез}$ в зависимости от того, совпадает МДС F_{aq} с $F_в$ или направлена против нее. Направление

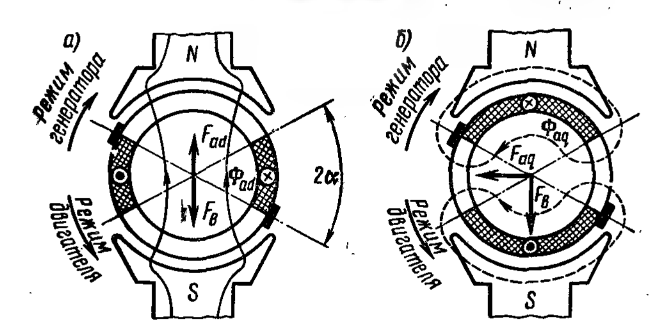


Рис. 8.25. Схемы возникновения продольной (*а*) и поперечной (*б*) МДС якоря при сдвиге щеток с геометрической нейтрали

определяется тем, в какую сторону сдвинуты щетки. Если щетки сдвинуты по направлению вращения генератора или против направления вращения электродвигателя, то продольная МДС F_{ad} размагничивает машину. При сдвиге щеток в обратном направлении МДС F_{ad} подмагничивает машину. Свойство продольной МДС F_{ad} изменять результирующий магнитный поток $Ф_{рез}$ используется в некоторых специальных машинах, например в электромашинных усилителях с поперечным полем. Поперечная МДС F_{aq} создает магнитный поток $Ф_{aq}$; она действует на поток $Ф_{рез}$ так же, как и при расположении щеток на геометрической нейтрали.

§ 8.6. ВОЗНИКНОВЕНИЕ КРУГОВОГО ОГНЯ НА КОЛЛЕКТОРЕ

Причины возникновения кругового огня. При эксплуатации машины постоянного тока на коллекторе иногда возникает электрическая дуга или множество мелких электрических разрядов. Это явление называют *круговым огнем.*

Причиной возникновения кругового огня является чрезмерно высокое напряжение между смежными пластинами. В эксплуатации изоляционные промежутки между смежными коллекторными пластинами перекрывается угольной пылью и осколками щеток, которые могут замыкать между собой пластины, образуя «мостики».

В машинах малой мощности, у которых секции обмотки якоря имеют довольно большое активное сопротивление и индуктивность, мостики сгорают при небольшом токе, и явление кругового огня протекает сравнительно безвредно. В этом случае на коллекторе наблюдается небольшое искрение, которое иногда называют *потенциальным искрением,* так как оно обусловлено повышенной разностью потенциалов между пластинами коллектора. При бóльшем токе происходит оплавление смежных пластин, при этом образуются кратеры диаметром 2—3 мм и на коллекторе наблюдаются так называемые вспышки. Это явление более опасно, так как оплавленные края коллекторных пластин вызывают быстрый износ щеток, а иногда их полное разрушение.

В машинах большой мощности, а также в машинах средней и малой мощностей с высокими значениями напряжения между коллекторными пластинами круговой огонь представляет собой мощную электрическую дугу на коллекторе. Эта дуга перекрывает значительную часть коллектора или даже замыкает накоротко щеткодержатели разной полярности (перекрытие коллектора). Возникновение мощной дуги на коллекторе сопровож-

дается сильным световым и звуковым эффектом (в крупных машинах это похоже на взрыв бомбы). Большой ток якоря, возникающий при перекрытии коллектора, вызывает срабатывание защиты и повреждает поверхность коллектора, изоляторы щеткодержателей и т. п., т. е. выводит машину из строя.

Очень часто круговой огонь возникает внезапно, что сильно затрудняло изучение его природы. Довольно длительное время была распространена гипотеза, согласно которой первоначальной причиной возникновения кругового огня является вытягивание дуги из-под щетки. Но она не подтвердилась практикой и экспериментами, при которых возникновение кругового огня наблюдалось в генераторах, работающих в режиме холостого хода, без щеток, т. е. в условиях, когда не может быть искрения под щетками. С помощью скоростной киносъемки было установлено, что в машинах большой мощности круговой огонь развивается из единичной вспышки между смежными коллекторными пластинами, возникающей в результате замыкания изоляции между пластинами, вызванного угольной пылью, осколками щеток или медными заусенцами.

Превращение единичной вспышки в круговой огонь происходит в несколько этапов (рис. 8.26). Сначала из-за наличия мостика между смежными пластинами a и b возникает первичная короткая дуга. Ток в дуге быстро увеличивается и пространство над коллектором ионизируется, т. е. заполняется раскаленными светящимися парами меди. По мере перемещения короткой дуги вместе с коллектором, все большее пространство становится ионизированным. В результате дуга перекрывает несколько пластин, что ведет к еще большему возрастанию тока. Дальнейшее развитие процесса носит случайный характер, но всегда сопровождается повреждением коллектора и других деталей машины.

Способы предотвращения кругового огня. Для уменьшения вероятности возникновения кругового огня необходимо снижать максимальное напряжение между смежными коллекторными пластинами. На рис. 8.26, *б* приведены предельные значения этих напряжений (при различной толщине $\Delta_{из}$ изоляции между коллекторными пластинами), которые не следует превышать в эксплуатации. Эти данные являются среднестатическими и, конечно, должны уточняться для каждой конкретной машины по результатам эксплуатации.

Для уменьшения максимального напряжения между смежными коллекторными пластинами в крупных машинах используют обмотки якоря с одновитковыми секциями ($w_c = 1$), снижают среднее напряжение между коллекторными пластинами до 15–18 В (при этом соответственно ограничивают активную

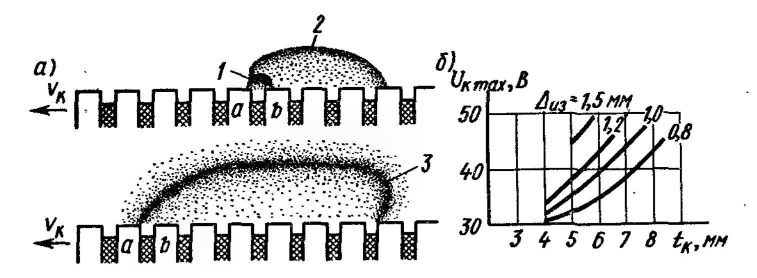


Рис. 8.26. Схема возникновения кругового огня на коллекторе и зависимость предельно допустимых напряжений $U_{к\,max}$ от коллекторного деления $t_к$:

1 — первичная дуга при замыкании смежных коллекторных пластин; *2* — газы и пары меди; *3* — мощная дуга

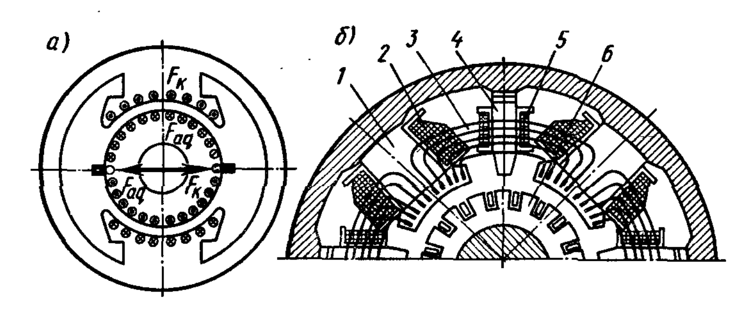


Рис. 8.27. Принципиальная схема (*а*) и схема расположения в машине (*б*) компенсационной обмотки:

1 — главный полюс; *2* — обмотка возбуждения; *3* — компенсационная обмотка; *4* — добавочный полюс; *5* — обмотка добавочного полюса; *6* — якорь

длину якоря) и принимают меры для уменьшения искажающего действия реакции якоря, т. е. индукции B_{max}. Наиболее просто можно уменьшить B_{max}, увеличив воздушный зазор, поэтому машины постоянного тока обычно выполняют со сравнительно бо́льшим воздушным зазором, чем синхронные и асинхронные. Однако увеличение воздушного зазора требует соответствующего повышения МДС обмотки возбуждения (для создания необходимого магнитного потока), что приводит к увеличению размеров статора и всей машины.

Более выгодно применить воздушный зазор, минимальный под серединой полюса и расширяющийся к краям, где возрастает МДС якоря. При этом магнитное сопротивление для потока главных полюсов увеличивается в меньшей степени, чем для потока, создаваемого поперечной реакцией якоря.

Следовательно, расширяющийся зазор требует меньшего повышения МДС обмотки возбуждения, чем равномерный.

Еще более кардинальной мерой является применение компенсационной обмотки (рис. 8.27), которую располагают в пазах главных полюсов и соединяют последовательно с обмоткой якоря. Компенсационную обмотку включают таким образом, чтобы образуемая ею МДС $F_к$ была направлена встречно МДС якоря F_{aq} и компенсировала ее действие. При $F_к = F_{aq}$ МДС якоря практически не искажает магнитное поле в воздушном зазоре. Компенсационная обмотка существенно усложняет конструкцию машины, поэтому ее применяют только в машинах средней и большой мощности, работающих в тяжелых условиях (частые пуски, толчки тока нагрузки, перегрузки по току и т. п.). Компенсационную обмотку применяют также в тех случаях, когда машина проектируется при жестких габаритных ограничениях, так как эта обмотка позволяет уменьшить воздушный зазор, а следовательно, и размеры обмотки возбуждения.

§ 8.7. КОММУТАЦИЯ

Причины искрения щеток. Процесс изменения тока в секциях обмотки якоря при переходе их из одной параллельной ветви в другую называют *коммутацией*. В более широком смысле под коммутацией понимают все явления и процессы, возникающие под щетками при работе коллекторных электрических машин. Если щетки искрят, то это значит, что машина имеет плохую коммутацию; если искрение отсутствует, то коммутацию называют хорошей. Качество коммутации (интенсивность искрения) в значительной степени определяет работоспособность машины и ее надежность в эксплуатации.

Искрение может вызываться большим количеством причин, которые обычно разбивают на две группы – механические и электромагнитные.

К *механическим причинам* относятся: биение коллектора, его эллиптичность, шероховатость рабочей поверхности коллектора, наличие выступающих коллекторных пластин и изоляционных прокладок, вибрация щеткодержателей и т. п. Эти причины приводят к вибрации щеток, в связи с чем возможен кратковременный разрыв контакта между щеткой и коллекторными пластинами и возникновение кратковременной электрической дуги. Особенно трудно обеспечить устойчивую работу щеток при больших окружных скоростях коллектора – примерно 50 м/с и выше, что связано с особыми свойствами щеточного контакта.

Электромагнитные причины приводят к тому, что даже в случае идеального состояния щеточного контакта при выходе коллекторной пластины из-под щетки происходит разрыв электрической цепи, по которой проходит ток, и возникает короткая электрическая дуга, повреждающая сбегающие части щетки и коллекторных пластин. Искрение, вызванное электромагнитными причинами, повреждает поверхность коллектора и приводит к вибрации щеток, т. е. способствует возникновению искрения по механическим причинам. Неустойчивость щеточного контакта, обусловленная механическими причинами, существенно влияет на электромагнитные процессы, происходящие в коммутируемых секциях. Поэтому, как правило, искрение щеток на коллекторе является результатом совместного действия многих причин.

Затраты на ремонт и эксплуатацию коллекторных машин (замену щеток, проточку коллекторов, устранение последствий кругового огня и т. п.) очень велики, и в некоторых машинах за один год составляют около $^1/_3$ стоимости машины. Поэтому мероприятия, проводимые по уменьшению интенсивности искрения щеток, могут дать существенный технико-экономический эффект.

Качество коммутации оценивается степенью искрения (классом коммутации) под сбегающим краем щетки, из-под которого выходят пластины коллектора при его вращении. Степени искрения и их характеристики согласно ГОСТу приведены в табл. 8.1.

Таблица 8.1

Степень искрения	Характеристика степени искрения	Состояние коллектора и щеток
1	Отсутствие искрения (темная коммутация)	—
$1^1/_4$	Слабое точечное искрение под небольшой частью щетки	Отсутствие почернения на коллекторе и нагара на щетках
$1^1/_2$	Слабое искрение под большей частью щетки	Появление следов почернения на коллекторе, легко устраняемых протиранием поверхности коллектора бензином, а также следов нагара на щетках
2	Искрение под всем краем щетки. Допускается только при кратковременных толчках нагрузки и перегрузках	Появление следов почернения на коллекторе, не устраняемых протиранием поверхности коллектора бензином, а также следов нагара на щетках

Степень искрения	Характеристика степени искрения	Состояние коллектора и щеток
3	Значительное искрение под всем краем щетки с наличием крупных вылетающих искр. Допускается только для моментов прямого (без реостатных ступеней) включения или реверсирования машин, если при этом коллектор и щетки остаются в состоянии, пригодном для дальнейшей работы	Значительное почернение на коллекторе, не устраняемое протиранием коллектора бензином, а также подгар и разрушение щеток

Как видно из табл. 8.1, при длительной работе машины допускается слабое искрение под щетками. Однако требования ГОСТа проверяются только при контроле качества коммутации электрических машин, выпускаемых с завода. В эксплуатации может наблюдаться искрение значительно большей интенсивности, поскольку машина работает в форсированных режимах (при перегрузках или повышенной частоте вращения). Повышенное искрение щеток могут вызывать и другие особенности эксплуатации: вибрация и удары машины, работа на высоте более 1000 м над уровнем моря, работа в запыленных помещениях или в агрессивной среде и т. п. Поэтому технические требования, предъявляемые к разработке машин постоянного тока, должны учитывать условия их будущей эксплуатации.

Основное уравнение коммутации. При вращении якоря секции его обмотки переходят из одной параллельной ветви в другую, вследствие чего направление тока в них изменяется (рис. 8.28). Большую часть времени ток секции равен току параллельной ветви $i_a = I_a/(2a)$. Изменение направления тока в секции происходит за время $T_к$, в течение которого соединенные с секцией коллекторные пластины соприкасаются со щеткой. Это время, в течение которого секция оказывается замкнутой накоротко щеткой, называют *периодом коммутации*, а секции, в которых изменяется ток,— *коммутируемыми*. Период коммутации

$$T_к = b_щ/v_к, \tag{8.14}$$

где $b_щ$ – ширина щетки; $v_к$ – окружная скорость коллектора.

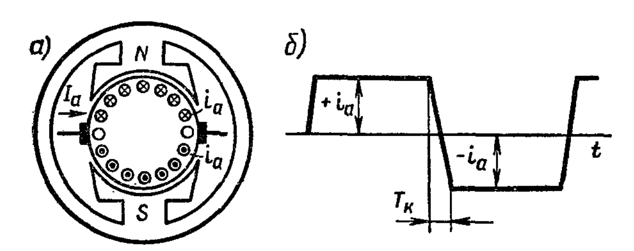


Рис. 8.28. Схема распределения тока в параллельных ветвях обмотки якоря (*а*) и график изменения тока в секции (*б*)

В современных машинах $T_к = 0{,}001 \div 0{,}0001$ с, вследствие чего средняя скорость изменения тока в секции $(di/dt)_{ср} = 2i_a/T_к$ очень велика. Следовательно, в секции может индуцироваться большая ЭДС само- и взаимоиндукции, называемая *реактивной ЭДС*,

$$e_р = -L_{рез}di/dt, \tag{8.15}$$

где $L_{рез}$ – результирующая индуктивность секции, определяющая значение реактивной ЭДС. Название реактивная обусловлено тем, что, согласно правилу Ленца, эта ЭДС препятствует изменению тока – замедляет его. Кроме реактивной ЭДС в коммутируемой секции индуцируется также ЭДС вращения $e_к$, создаваемая внешним магнитным полем и называемая *коммутирующей*:

$$e_к = 2B_к l_a v_a w_с, \tag{8.16}$$

где $B_к$ – индукция в воздушном зазоре в зонах, где перемещаются коммутируемые секции.

Индукция $B_к$ может создаваться МДС главных полюсов, МДС реакции якоря, а также МДС добавочных полюсов, которые устанавливают в машинах постоянного тока для улучшения процесса коммутации.

Установим закон изменения тока в секции в период коммутации, полагая для простоты, что ширина щетки равна ширине коллекторной пластины. Рассмотрим три основных этапа коммутации. В первый момент времени (рис. 8.29, *а*) ток i в коммутируемой секции, присоединенной к пластинам *1* и *2*, равен i_a и направлен от пластины *2* к пластине *1*. Ток щетки $2i_a$ проходит через пластину *1*, т. е. $i_1 = 2i_a$ и $i_2 = 0$. В промежуточном положении (рис. 8.29, *б*) одна часть тока щетки $2i_a$ проходит через пластину *1*, а другая часть – через пластину *2*, причем $i_1 + i_2 = 2i_a$. К концу периода коммутации (рис. 8.29, *в*) пластина *1* выходит из-под щетки, и ток, проходящий через нее, ста-

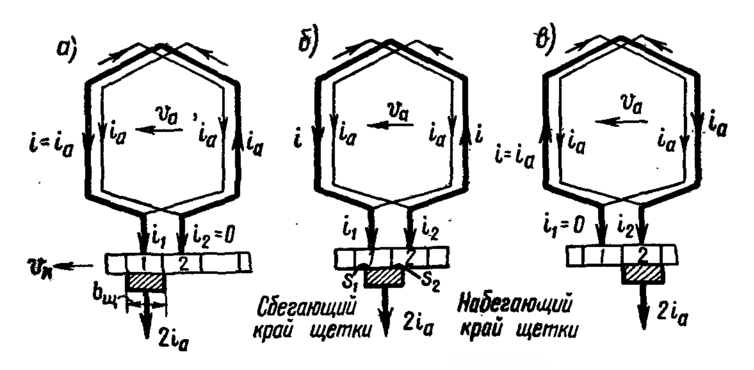


Рис. 8.29. Схемы распределения тока в коммутируемой секции в различные моменты времени

новится равным нулю. При этом ток щетки $2i_a$ проходит через пластину *2*, т. е. $i_2 = 2i_a$ и $i_1 = 0$, а ток i в коммутируемой секции изменяет свое направление по сравнению с током в начальный момент коммутации.

Для контура коммутируемой секции, замкнутой щеткой (см. рис. 8.28, *б*), можно составить уравнение

$$e_р + e_к = i_1R_1 + iR_с - i_2R_2, \tag{8.17}$$

где i_1 и i_2 – мгновенные значения токов, проходящих через пластины *1* и *2*; i – ток в коммутируемой секции; R_1 и R_2 – сопротивления переходного контакта между щеткой и коллекторными пластинами: сбегающей *1* и набегающей *2*; $R_с$ – сопротивление секции.

Поскольку сопротивление секции всегда значительно меньше сопротивлений щеточного контакта, влияние сопротивления $R_с$ на процесс коммутации весьма незначительно и им можно пренебречь. Тогда вместо (8.17) получим

$$\boxed{e_р + e_к = i_1R_1 - i_2R_2.} \tag{8.18}$$

Это уравнение называют *основным уравнением коммутации*. Оно является нелинейным дифференциальным уравнением с переменными коэффициентами, так как ЭДС $e_р$ пропорциональна di/dt, ЭДС $e_к$ является функцией индукции $B_к$; сопротивления R_1 и R_2 являются функциями времени, а также плотности тока в щеточном контакте и скорости ее изменения, т. е. зависят от тока i и его производной по времени.

Коммутация при ширине щетки, равной ширине коллекторной пластины. В первом приближении можно пренебречь различием в падениях напряжения под набегающим и сбегающим краями щеток и положить $i_1R_1 - i_2R_2 = 0$, так как при

удовлетворительной коммутации указанная разность не превышает 0,5 В, в то время как обычно $e_к > 3 \div 4$ В, а в отдельных случаях достигает 8 – 10 В. При таком допущении основное уравнение коммутации принимает вид

$$\boxed{e_р + e_к = 0.} \tag{8.19}$$

Подставляя в него значение реактивной ЭДС $e_р = -L_{рез} di/dt$ и решая его относительно i, получаем

$$i = \frac{1}{L_{рез}} \int_0^t e_к dt + C. \tag{8.20}$$

Следовательно, *величина и характер изменения тока i в коммутируемой секции в основном определяются коммутирующей ЭДС.*

Условием безыскровой коммутации является выход сбегающей коллекторной пластины из-под щетки без разрыва тока, для чего необходимо, чтобы $i_{1t = T_к} = 0$ или $i_{t = T_к} = -i_a$. Согласно теореме о среднем из (8.20) имеем

$$i_{t = T_к} = (e_{к.ср}/L_{рез})\, T_к + C. \tag{8.20 а}$$

Постоянную интегрирования C найдем из начальных условий. Так как в начальный момент коммутации при $t = 0$ ток $i_{t=0} = i_a$, то согласно (8.20) получим $C = i_a$. Положив $i_{t = T_к} = -i_a$, найдем условие безыскровой коммутации:

$$i_{t = T_к} = -i_a = i_a + (e_{к.ср}/L_{рез})\, T_к, \tag{8.21}$$

откуда

$$\boxed{e_{к.ср} = -(2i_a/T_к)\, L_{рез} = -e_{р.ср}.} \tag{8.22}$$

Таким образом, *чтобы осуществить безыскровую коммутацию, необходимо в процессе коммутации скомпенсировать среднее значение реактивной ЭДС.* Если внешнее поле сделать постоянным, т. е. $e_к = e_{к.ср}$, то (из 8.20)

$$\begin{aligned} i = i_a + (e_{к.ср}/L_{рез})\, t = i_a - (2i_a/T_к)\, t = \\ = i_a(1 - 2t/T_к) \end{aligned} \tag{8.23}$$

и имеется так называемая *идеальная прямолинейная коммутация.*

При идеальной прямолинейной коммутации (рис. 8.30) ток, проходящий через сбегающий край щетки, линейно уменьшается и в момент времени $t = T_к$ становится равным нулю, т. е. *выход коллекторной пластины из-под щетки происходит без разрыва тока.*

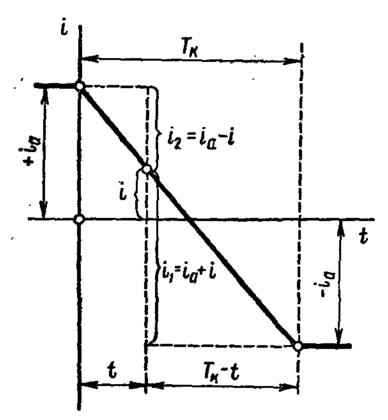


Рис. 8.30. График изменения тока в коммутируемой секции при идеальной прямолинейной коммутации

Рассмотрим более подробно этот важный для практики случай коммутации. При идеальной прямолинейной коммутации плотность тока под щеткой в местах соприкосновения ее с пластинами *1* и *2* (рис. 8.29) остается все время постоянной и равной среднему значению: $\Delta_{щ1}=\Delta_{щ2}=2i_a/s_щ=$ $=\text{const}$. Так, например, в месте контакта щетки с коллекторной пластиной *1*

$$\Delta_{щ1}=i_1/s_1= \\ =2i_a(1-t/T_к)/[s_щ(1-t/T_к)]= \\ =2i_a/s_щ=\text{const}. \qquad (8.24)$$

Аналогично, для коллекторной пластины *2*

$$\Delta_{щ2}=i_2/s_2=(2i_at/T_к)/(s_щt/T_к)=2i_a/s_щ=\text{const}. \qquad (8.24\text{ a})$$

Непосредственно плотность тока мало влияет на интенсивность искрения, однако равномерное распределение тока под щеткой способствует уменьшению потерь в щеточном контакте и поэтому считается положительным фактором.

В действительности при работе машины всегда имеются причины, вызывающие неполную компенсацию реактивной ЭДС, т. е. отклонение от условия $e_{р.ср}+e_{к.ср}=0$. К этим причинам относятся: технологические допуски при изготовлении коллектора, установке щеткодержателей, установке добавочных полюсов и т. п.; резкие толчки тока нагрузки, перегрузки по току, превышения номинальной частоты вращения, вибрация машины и другие эксплуатационные причины: нестабильность щеточного контакта, из-за которой постоянно изменяется площадь контакта щетки с коллектором, т. е. период коммутации $T_к$, или даже происходит полный отрыв щетки от коллектора.

Если $|e_{к.ср}|<|e_{р.ср}|$, то коммутация замедляется, так как, согласно правилу Ленца, ЭДС $e_р$ замедляет изменение тока i. Обозначив степень некомпенсации ЭДС через $\Delta=(|e_{р.ср}|-$ $-|e_{к.ср}|)/|e_{р.ср}|$, получим

$$|e_{к.ср}|=|e_{р.ср}|(1-\Delta). \qquad (8.25)$$

При этом согласно (8.23) закон изменения тока в коммутируемой секции

$$i = i_a - \frac{e_{\text{р.ср}}(1-\Delta)}{L_{\text{рез}}}t = i_a - \frac{2i_a(1-\Delta)}{T_\text{к}}t = i_a\left[1 - \frac{2(1-\Delta)}{T_\text{к}}t\right]. \tag{8.26}$$

При замедленной коммутации (рис. 8.31, *а*, прямая *2*) в момент окончания коммутации при $t = T_\text{к}$ *щетка разрывает некоторый остаточный ток* $i_\text{ост}$, вследствие чего между сбегающим краем щетки и сбегающей коллекторной пластиной возникает электрическая дуга. Остаточный ток $i_\text{ост} = i_{1t=T_\text{к}} = i_a + i$ или с учетом (8.26) $i_\text{ост} = 2i_a\Delta$.

Электромагнитная энергия $W_\text{и}$, выделяющаяся в дуге, возникающей при разрыве остаточного тока, может характеризовать степень искрения. Для рассматриваемого простейшего случая

$$W_и = 0{,}5i^2_\text{ост}L_\text{рез} = 2\Delta^2 i_a^2 L_\text{рез}. \tag{8.27}$$

При ускоренной коммутации (рис. 8.31, *а*, прямая *3*), когда $|e_\text{к.ср}| > |e_\text{р.ср}|$, ток в коммутируемой секции изменяется по закону

$$i = i_a\left[1 - \frac{2(1+\Delta)}{T_\text{к}}t\right], \tag{8.28}$$

т. е. быстрее, чем это требуется для безыскровой работы щеток. *Сбегающий край щетки и при ускоренной коммутации разрывает остаточный ток* $i_{ост}$, *а следовательно, и в этом случае наблюдается искрение под щетками.* Только при идеальной коммутации (прямая *1* на рис. 8.31, *а*) щетка не разрывает остаточного тока.

При построении кривых изменения тока на рис. 8.31, *а* не учтено падение напряжения в щеточном контакте. В действительности при быстром увеличении плотности тока под сбегающим краем щетки сопротивление щеточного контакта

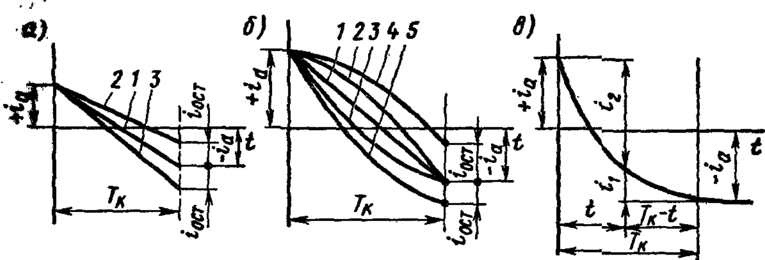


Рис. 8.31. Кривые изменения тока в коммутируемой секции в течение периода коммутации $T_\text{к}$ при пренебрежении сопротивлением щеточного контакта (*а*) и его учете (*б*), (*в*)

резко возрастает, что ведет к уменьшению остаточного тока или полному его устранению, даже в том случае, когда коммутация отличается от идеальной. Типичные кривые изменения тока в коммутируемой секции с учетом влияния сопротивления щеточного контакта приведены на рис. 8.31, *б*. При незначительном расстройстве коммутации замедление коммутации (кривая *2*) или ее ускорение (кривая *3*) не приводит к разрыву сбегающим краем щетки остаточного тока. Только значительное замедление (кривая *4*) или значительное ускорение (кривая *5*) коммутации приводит к возникновению опасного искрения.

При замедленной коммутации уменьшение остаточного тока происходит под действием разности падений напряжения $u_1 = i_1 R_1$; $u_2 = i_2 R_2$ (см. рис. 8.29) под сбегающим и набегающим краями щетки:

$$e_р + e_к = u_1 - u_2. \qquad (8.29)$$

При ускоренной коммутации на завершающем этапе, когда ток изменяет свое направление, в уравнение (8.29) входит сумма падений напряжения:

$$e_р + e_к = u_1 + u_2. \qquad (8.30)$$

При этом к концу процесса коммутации резко уменьшается ток i_1, т. е. коммутируемая секция заканчивает коммутацию с так называемой *ступенью малого тока* (рис. 8.31, *в*). Следовательно, при ускоренной коммутации допустима бóльшая разница между $e_р$ и $e_к$, чем при замедленной коммутации. Поскольку в эксплуатации появление погрешности коммутации как в одну, так и другую сторону (т. е. ускоренная и замедленная коммутация) равновероятны, *при расчете и наладке машины предпочитают иметь слегка ускоренную коммутацию*. Для того чтобы усилить благоприятное влияние падения напряжений $u_1 + u_2$ на процесс коммутации, в машинах постоянного тока с затрудненной коммутацией применяют щетки с большим переходным сопротивлением, несмотря на то, что это увеличивает потери мощности в щеточном контакте.

Идеальная прямолинейная коммутация положена в основу инженерных методик расчета коммутации, предложенных рядом авторов. Главным условием этого расчета является взаимная компенсация средних значений реактивной ЭДС $e_{р.ср}$ и ЭДС $e_{к.ср}$, создаваемой внешним полем.

В расчетной практике для определения среднего значения реактивной ЭДС в секции обмотки якоря часто используют упрощенную формулу, которую можно получить из (8.22). Для этого ток параллельной ветви i_a выражают через линейную

нагрузку якоря

$$A = i_a N/(\pi D_a) = 2 i_a K w_c/(\pi D_a), \qquad (8.31)$$

а период коммутации $T_к$ – через линейную скорость якоря v_a и число коллекторных пластин K:

$$T_к = b_щ/v_к = (\pi D_к/K)/(\pi D_к n/60) = \\ = \pi D_a/(K\pi D_a n/60) = \pi D_a/(K v_a). \qquad (8.32)$$

В последних формулах $N = 2kw_c$ – число активных проводников обмотки якоря; D_a и $D_к$ – диаметры якоря и коллектора; K – число коллекторных пластин; w_c – число витков в секции.

В результате получим реактивную ЭДС

$$e_р = 2 i_a L_р/T_к = 2 i_a K v_a L_р/(\pi D_a) = A v_a L_{рез}/w_c. \qquad (8.33)$$

Индуктивность секции

$$L_{рез} = w_c^2 \Lambda_р = 2 l_a w_c^2 \lambda_р, \qquad (8.34)$$

где $\Lambda_р$ – магнитная проводимость для потоков рассеяния секции: пазового $\Phi_п$; по лобовым частям Φ_s и дифференциального Φ_z (по коронкам зубцов) – рис. 8.32, *а*; $l_a = l_i$ – активная длина якоря (при расчете магнитной проводимости берется удвоенная длина якоря; $\lambda_р$ – удельная магнитная проводимость на единицу длины секции.

Поэтому формула (8.33) принимает вид

$$e_р = 2 l_a w_c A v_a \lambda_р. \qquad (8.35)$$

Удельную проводимость секции с достаточной степенью точности можно принять равной при открытых (рис. 8.31, *б*) и полузакрытых (рис. 8.32, *в*) пазах:

$$\lambda_р \approx 0{,}6 h_п/b_п + l_s/l_a; \\ \lambda_р \approx 0{,}6 h_п/b_п + h_ш/b_ш + l_s/l_a, \qquad (8.36)$$

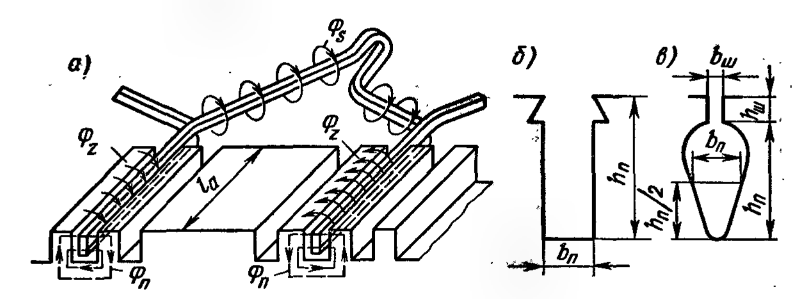


Рис. 8.32. Потоки рассеяния секции (а) и размеры паза, определяющие удельную проводимость секции (*б*, *в*)

где $h_п$ и $b_п$ — высота и средняя ширина паза; $h_ш$ и $b_ш$ — высота и ширина щели паза; l_s — длина лобовой части секции. Обычно значения $\lambda_р = 4 \div 8$ Гн/м.

Общий случай коммутации при ширине щетки, большей коллекторного деления и нескольких проводниках, лежащих в пазу. В общем случае, когда щетка *1* перекрывает несколько коллекторных пластин (рис. 8.33, *а*), изменение тока происходит одновременно в нескольких секциях *2*, лежащих в одном или нескольких пазах. На рис. 8.33, *б* изображена диаграмма коммутации секций одного паза для обмотки, показанной на рис. 8.33, *а*. Прямоугольники *3*, *4*, *5* и *6* показывают распределение во времени индуктивностей L'_c секций, которые приняты равными их взаимоиндуктивностям M_c. Ширина каждого прямоугольника равна периоду коммутации

$$T_к = b_ш/v_к = 60\gamma/(Kn) = \gamma\pi D_a/(Kv_a), \qquad (8.37)$$

где $\gamma = b_ш/b_к$ — коэффициент щеточного перекрытия (число коллекторных пластин, перекрываемых щеткой); $b_к = \pi D_к/K$ — коллекторное деление — расстояние между серединами соседних коллекторных пластин.

Изменение токов i_1, i_2, i_3 и i_4 в рассматриваемых секциях происходит со сдвигом во времени

$$t_к = b_к/v_к = 60/(Kn) = \pi D_a/(Kv_a). \qquad (8.38)$$

Время коммутации всех $u_п$ секций, лежащих в каждом слое паза, при диаметральном шаге обмотки якоря

$$T_п = T_к + (u_п - 1)\,t_к = (\gamma + u_п - 1)\,t_к =$$

$$= \frac{\pi D_a}{Kv_a}(\gamma + u_п - 1). \qquad (8.39)$$

Коммутация секций происходит в зоне коммутации, т. е. по дуге окружности якоря, в пределах которой перемещаются сто-

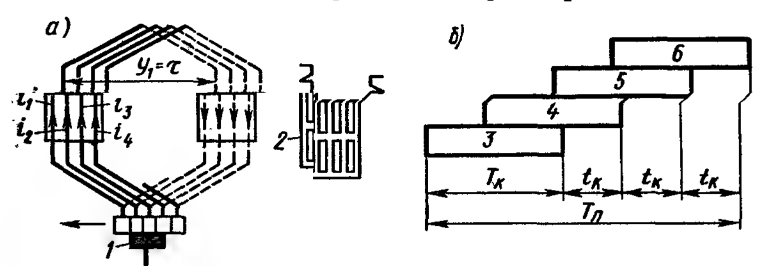


Рис. 8.33. Коммутация при перекрытии щеткой нескольких коллекторных пластин (*а*) и диаграмма коммутации секции одного паза (*б*)

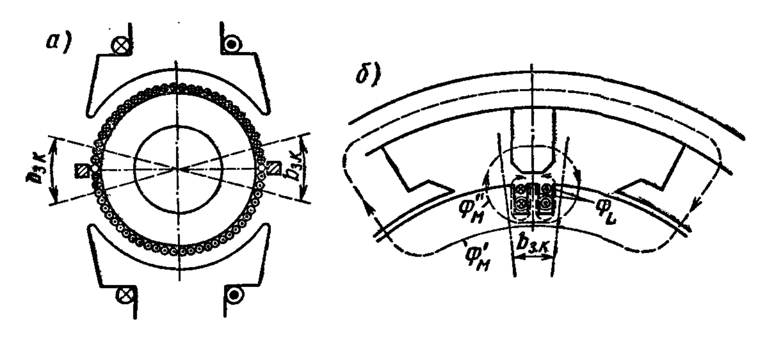


Рис. 8.34. Положение коммутационной зоны (*а*) и магнитные потоки, создаваемые в ней коммутируемыми секциями (*б*)

роны секций, лежащие в пазах, во время коммутации. Ширину этой зоны $b_{з.к}$ (рис. 8.34, *а*) можно получить, если умножить время $T_п$ на окружную скорость якоря v_a:

$$b_{з.к} = T_п v_a = \pi D_a (\gamma + u_п - 1)/K. \qquad (8.40)$$

Ее можно также выразить через ширину щетки и коллекторное деление:

$$b_{з.к} = [b_щ + (u_п - 1)\, b_к]\, D_a/D_к. \qquad (8.40а)$$

Из рис. 8.33, *б* следует, что в рассматриваемом случае одновременно может происходить коммутация секций двух пазов — когда начинается коммутация секций любого n-го паза, продолжается коммутация секций предшествующего $(n - 1)$-го паза; заканчивается коммутация секций n-го паза, когда уже замкнуты накоротко некоторые секции $(n + 1)$-го паза. Таким образом, при исследовании процесса изменения тока в любой коммутируемой секции нужно учитывать индуктивное влияние секций, расположенных в том же и в соседних пазах.

Для каждой из коммутируемых секций можно вывести уравнение

$$e_к - L_c di/dt - \sum M_к di_к/dt = \sum iR, \qquad (8.41)$$

где $- L_c di/dt$ — ЭДС самоиндукции, возникающая при изменении тока в секции (индуцируемая потоком рассеяния Φ_L, рис. 8.34, *б*); $-\sum M_к di_к/dt$ — ЭДС взаимоиндукции, возникающие в рассматриваемой секции в результате влияния других коммутируемых секций (индуцируемые потоками взаимоиндукции $\Phi'_м$ и $\Phi''_м$); $M_к$ — взаимоиндуктивность рассматриваемой секции с другой секцией, коммутируемой одновременно; $i_к$ — ток в секциях, коммутируемых одновременно; $\sum iR$ — сумма падений напряжений в сопротивлениях коммутируемой секции.

При анализе коммутации обычно рассматривают секции, находящиеся в одной зоне коммутации $b_{з.к}$, т. е. коммутируемые одной щеткой. При этом условии средняя скорость изменения тока в этих секциях:

$$\left(\frac{d\sum i_к}{dt}\right)_{ср} = \frac{1}{2p}\left(\frac{\sum \Delta i_c}{\Delta t}\right)_{ср} = \frac{Av_a}{w_c}, \tag{8.42}$$

где $\left(\frac{\sum \Delta i_c}{\Delta t}\right)_{ср} = \frac{i_a N 2p v_a}{w_c \pi D_a} = \frac{2pAv_a}{w_c}$ – средняя скорость изменения тока во всех $N/(2w_c)$ секциях обмотки якоря; $\Delta i_c = i_a N/w_c$ – приращение тока в этих секциях за время $\Delta t = \tau/v_a = \pi D_a/(2pv_a)$, соответствующее повороту якоря на одно полюсное деление (рис. 8.34, *а*).

Наличие сравнительно больших потоков взаимоиндукции Φ'_M и Φ''_M обусловливает постоянство средней скорости изменения полного тока в зоне коммутации, так как при любом отклонении от этого закона в коммутируемых секциях индуцируется большая ЭДС взаимоиндукции

$$e_M = -w_c \frac{d(\Phi'_M + \Phi''_M)}{dt} \approx -M_к\left[\frac{d\sum i_к}{dt} - \left(\frac{d\sum i_к}{dt}\right)_{ср}\right], \tag{8.43}$$

стремящаяся ликвидировать указанное отклонение. При этом условии взаимоиндукция соседних пазов проявляется только при скорости изменения тока в коммутируемых секциях, отличной от средней. Индуктивность, обусловленная потоками рассеяния Φ_L, проявляется при любой скорости изменения тока.

Поэтому при расчете реактивной ЭДС учитывают только взаимоиндуктивность сторон секций, расположенных в одном пазу, принимая коммутацию прямолинейной в среднем. Это положение подтверждено опытами на крупных машинах, при осциллографировании тока во всех коммутируемых секциях (одного или двух пазов). Суммирование токов во всех секциях подтвердило справедливость уравнения (8.42) для любого момента времени:

$$d\sum i_к/dt = (d\sum i_к/dt)_{ср} = Av_a/w_c. \tag{8.44}$$

В каждом слое паза якоря реальной машины находится несколько секций, что дает возможность выполнять для них общую изоляцию относительно корпуса, а это увеличивает коэффициент заполнения паза медью и значительно снижает габариты машины и ее стоимость. Секции, расположенные в одних и тех же пазах, имеют хорошую магнитную связь; их индуктивность L_c приблизительно равна взаимоиндуктивности $M_п$. Поэтому выход из-под щетки коллекторных пластин, связанных со всеми секциями паза, кроме последней, не вызывает

электрической дуги даже при разрыве тока, так как малы переходная индуктивность и энергия, выделяющаяся в дуге. Это явление хорошо известно и в практике эксплуатации коллекторных машин – подгорают пластины коллектора, кратные числу секций в пазу. По указанной причине иногда последнюю секцию в пазу называют *самостоятельной*, а те секции, которые не вызывают искрения, – *несамостоятельными*. Следовательно, при расчете коммутации следует стремиться к тому, чтобы не рвался ток при выходе из-под щетки пластины, связанной с самостоятельной секцией, т. е. последней, заканчивающей коммутацию в пазу.

Обозначая $i_п = i_1 + i_2 + \ldots + i_n$ полный ток во всех секциях, лежащих в каждом слое, и принимая $L_c = M_п$, получаем

$$e_к = L_c di_п/dt + M_к\left(d\sum i_к/dt - Av_a/w_c\right), \tag{8.45}$$

т. е. коммутацию нескольких секций, лежащих рядом в одном пазу, можно рассматривать как коммутацию одной секции, имеющей начальный ток $i_п$ в течение времени $T_п$.

Средняя величина реактивной ЭДС при коммутации всех секций, лежащих в каждом слое паза, с учетом (8.39):

$$e_{р.ср} = -L_c\frac{2i_п}{T_п} = -\frac{2u_п i_a K v_a}{\pi D_a(\gamma + u_п - 1)}L_c =$$

$$= -\frac{u_п A v_a}{w_c(\gamma + u_п - 1)}L_c. \tag{8.46}$$

Соответственно из условия $e_{р.ср} + e_{к.ср} = 0$ должно выбираться и среднее значение коммутирующей ЭДС.

Обычно $\gamma < u_п$, что обусловливает некоторые особенности коммутации. Типичная диаграмма изменения тока паза $i_п$ при коммутации, полученная экспериментально, показана на рис. 8.35, *а*. На первом этапе, когда начинается коммутация секций второго паза, продолжается коммутация секций предшествующего первого паза. Когда коммутация происходит в секциях двух пазов, скорость изменения тока в секциях рассматриваемого второго паза $(d\sum i_к/dt)_{п2}$ уменьшается и становится равной

$$(d\sum i_к/dt)_{п2} = Av_a/w_c - (d\sum i_к/dt)_{п1}, \tag{8.47}$$

где индексы «П1» и «П2» относятся к номерам пазов, в которых в данный момент происходит коммутация тока.

Наибольшая скорость изменения тока в секциях одного паза происходит во время $T'_п$ (рис. 8.35, *а*), когда коммутируют секции только одного паза.

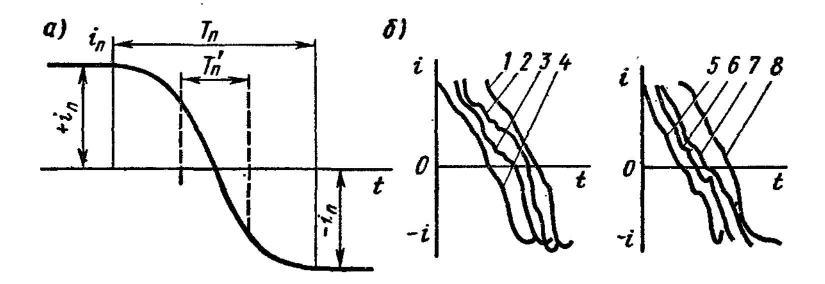


Рис. 8.35. График изменения тока паза (*а*) и распределение тока между отдельными секциями паза (*б*) в процессе коммутации: *1–4* – токи в сторонах секций верхнего слоя паза; *5–8* – то же, нижнего слоя паза

Когда начинается процесс коммутации в секциях последующего третьего паза, скорость изменения тока снова замедляется. Токи между пазами, в которых находятся коммутируемые секции, распределяются соответственно коммутирующим ЭДС и количеству секций, находящихся в режиме коммутации. Распределение токов между короткозамкнутыми секциями одного паза определяется в основном их активными сопротивлениями, включая сопротивление щеточного контакта. Оно носит в значительной мере случайный характер (рис. 8.35, *б*), что объясняется нестабильностью щеточного контакта.

В рассматриваемом случае остаточный ток, возникающий при нарушениях коммутации,

$$i_{ост} = 2i_п\Delta = 2u_пi_a\Delta, \qquad (8.48)$$

а электромагнитная энергия, выделяющаяся на дуге при искрении, связанном с разрывом остаточного тока,

$$W_и = i^2_{ост}L_c/2 = 2\Delta^2u^2_пi^2_aL_c. \qquad (8.49)$$

Способы улучшения коммутации. Основным средством улучшения коммутации в современных машинах является применение добавочных полюсов, с помощью которых в коммутационной зоне создается магнитное поле, индуцирующее коммутирующую ЭДС $e_{к.ср}$ требуемой величины. Только в машинах малой мощности (менее 300 Вт) удается обойтись без добавочных полюсов.

Добавочные полюсы устанавливают между главными полюсами (рис. 8.36, *а*). Они создают в зоне коммутации магнитное поле с такой индукцией $B_к$, чтобы при вращении якоря в коммутируемых секциях индуцировалась ЭДС $e_{к.ср} = -e_{р.ср}$. *Обмотку добавочных полюсов включают последовательно в цепь якоря, а магнитную систему выполняют ненасыщенной.*

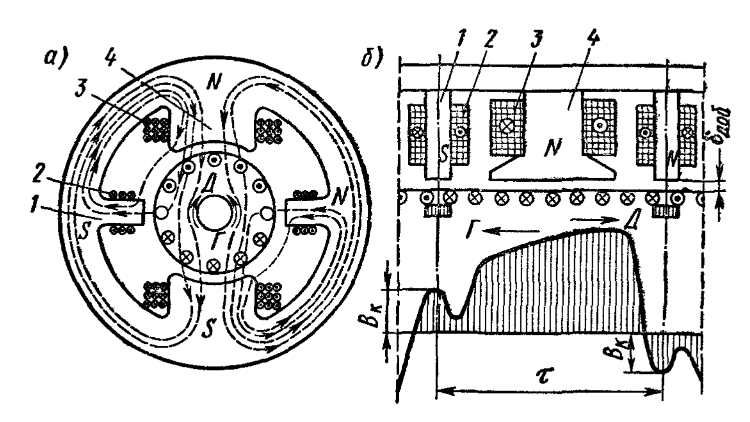


Рис. 8.36. Схема расположения главных и добавочных полюсов (*а*) и кривая магнитного поля в машине (*б*) с добавочными полюсами:

1 – добавочные полюсы; *2* – обмотка добавочных полюсов; *3* – обмотка возбуждения; *4* – главные полюсы

Поэтому коммутирующая ЭДС $e_{к.ср}$ оказывается пропорциональной току якоря и его линейной скорости v_a, которая, в свою очередь, пропорциональна частоте вращения:

$$e_{к.ср} = 2B_к l_a v_a w_c = c_1 I_a v_a. \qquad (8.50)$$

Следовательно, ЭДС $e_{к.ср}$ изменяется по тому же закону, что и реактивная ЭДС:

$$e_{р.ср} = (2i_a/T_к)\, L_{рез} = c_2 I_a v_a. \qquad (8.51)$$

Поэтому, если осуществить взаимную компенсацию ЭДС $e_{р.ср} + e_{к.ср} = 0$ для какого-то одного режима работы, то их компенсация автоматически обеспечивается и при других режимах. Полярность добавочных полюсов зависит от направления вращения и режима работы машины. *В генераторном режиме полярность добавочного полюса должна быть такой же, как у следующего за ним по направлению вращения главного полюса; в двигательном режиме – как у предшествующего ему по направлению вращения главного полюса.* На рис. 8.36, *б* показано результирующее магнитное поле в воздушном зазоре машины с добавочными полюсами.

Сердечники добавочных полюсов изготовляют обычно массивными из стальной поковки, хотя иногда применяют и шихтованные из листов электротехнической стали. Шихтованные сердечники используют в тех случаях, когда ток якоря содержит переменные составляющие (двигатели пульсирующего

тока и т. п.) и требуется, чтобы ЭДС $e_к$ тоже содержала переменные составляющие, пропорциональные току якоря.

Значение индукции $B_к$ под добавочным полюсом обычно мало, так как мало и среднее значение коммутирующей ЭДС $e_{к.ср} = 3 \div 10$ В. Однако МДС обмотки добавочных полюсов должна быть очень большой, так как она направлена против поперечной составляющей $F_{aq} = \tau A$ МДС реакции якоря. Поэтому обмотка каждого полюса должна иметь МДС

$$F_{доб} = B_к k_{\delta доб} \delta_{доб} / \mu_0 + 0{,}5\tau A, \qquad (8.52а)$$

где $B_к$ – индукция в воздушном зазоре под добавочными полюсами, которую вычисляют по (8.50) при условии $|e_{к.ср}| = |e_{р.ср}|$; $\delta_{доб}$ и $k_{\delta доб}$ – значение и коэффициент воздушного зазора под добавочными полюсами.

При расчете МДС добавочных полюсов обычно не учитывается возможность получения несколько ускоренной коммутации, так как требуемое ускорение достигается путем регулировки воздушного зазора при наладке машины.

Из-за значительной МДС $F_{доб}$ поток рассеяния добавочного полюса очень велик и превышает в 2–4 раза полезный поток, замыкающийся через якорь. Для уменьшения потока рассеяния, который может вызвать насыщение сердечника добавочного полюса, в крупных машинах кроме основного воздушного зазора $\delta_{доб1}$ делают второй зазор $\delta_{доб2}$ (рис. 8.37, *а*), устанавливая диамагнитные прокладки между сердечником полюса и ярмом. В этом случае

$$F_{доб} = (B_{к1} k_{\delta доб1} \delta_{доб1} + B_{к2} \delta_{доб2}) / \mu_0 + 0{,}5\tau A, \qquad (8.52б)$$

где $B_{к1}$ и $B_{к2}$ – индукции в основном и втором зазорах; $k_{\delta доб1}$ – соответствующий коэффициент воздушного зазора; $\delta_{доб1}$ и $\delta_{доб2}$ – значения этих зазоров.

При наличии компенсационной обмотки требуемая МДС добавочного полюса резко уменьшается, так как МДС компенсационной обмотки $F_{к.о}$ действует против МДС F_{aq} реакции якоря:

$$F_{доб} = (B_{к1} k_{\delta доб1} + B_{к2} \delta_{доб2}) / \mu_0 + 0{,}5(\tau A - F_{к.о}). \qquad (8.52в)$$

Уменьшение требуемой МДС $F_{доб}$ позволяет сосредоточить витки обмотки добавочного полюса у якоря (рис. 8.37, *б*), что способствует снижению потоков рассеяния. Ширину наконечника добавочного полюса в малых машинах выбирают равной ширине зоны коммутации: $b_{доб} \approx b_{з.к}$ В крупных машинах с напряженной коммутацией ширину наконечника добавочного полюса выбирают относительно узкой: $b_{доб} = (0{,}3 \div 0{,}6)\, b_{з.к}$. При такой ширине добавочного полюса распределение индук-

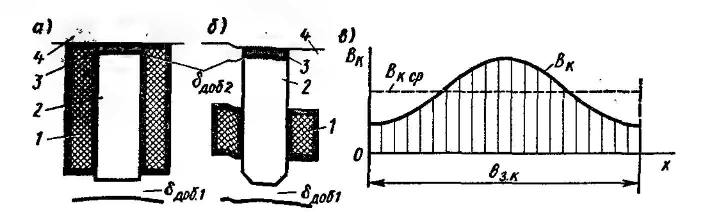


Рис. 8.37. Размещение катушек на добавочных полюсах (*а*, *б*) и распределение индукции $B_к$ в зоне коммутации (*в*):
1 – обмотка добавочных полюсов; *2* – добавочный полюс; *3* – диамагнитная прокладка; *4* – корпус (станина)

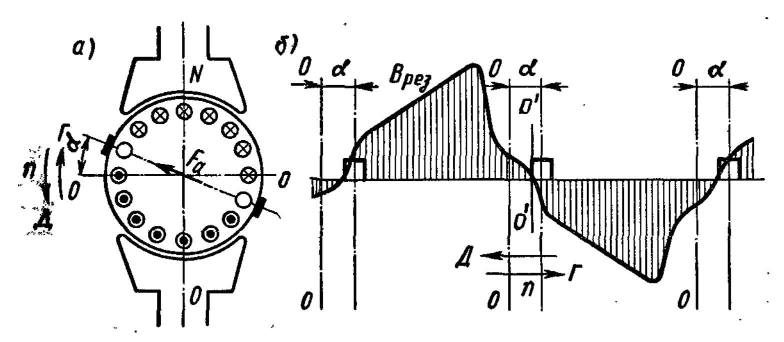


Рис. 8.38. Сдвиг щеток с геометрической нейтрали (*а*) и кривая магнитного поля в машине без добавочных полюсов (*б*)

ции в зоне коммутации имеет вид, показанный на рис. 8.37, *в*, вследствие чего коммутирующая ЭДС в начале зоны коммутации и в конце значительно ниже среднего значения. Это приводит к тому, что первая секция паза вступает в коммутацию, а последняя секция выходит из него со «ступенью малого тока» (см. рис. 8.35, *а*), что благоприятно влияет на коммутацию, так как предотвращает разрыв тока при случайном нарушении контакта между пластиной и сбегающим краем щетки. Узкие добавочные полюсы требуют повышенной точности сборки машины и установки щеток, поэтому в машинах малой и средней мощности их не применяют.

В некоторых машинах небольшой мощности создание коммутирующей ЭДС осуществляют за счет сдвига щеток с геометрической нейтрали $0-0$ на некоторый угол α за физическую нейтраль $0'-0'$ (рис. 8.38, *а*, *б*) так, чтобы коммутируемые секции оказались в зоне действия магнитного поля с индукцией $-B_{рез}$ требуемой величины и направления. В этом случае достигают безыскровой работы машины только для одного направления вращения и при одной определенной нагрузке.

Изменять сдвиг щеток в зависимости от направления вращения и режима работы машины практически очень сложно.

Необходимость обеспечения удовлетворительной коммутации накладывает определенные ограничения на габаритные размеры и конструкцию машин постоянного тока. Практика электромашиностроения показывает, что можно достичь безыскровой коммутации лишь тогда, когда реактивная ЭДС в номинальном режиме не превышает некоторого предельного значения. Поэтому в крупных машинах и машинах, работающих при высоких частотах вращения, применяют одновитковые секции и делают неглубокие пазы (не более 4–6 см в наиболее мощных машинах) для уменьшения индуктивности секции. В ряде случаев для уменьшения реактивной ЭДС приходится ограничивать активную длину якоря и его окружную скорость. Все эти меры приводят либо к снижению мощности машины при заданных габаритах, либо к увеличению ее размеров и массы (при заданной мощности). Поэтому машины постоянного тока имеют меньшую мощность, чем машины переменного тока тех же габаритов; при мощности 100–1000 кВт это уменьшение составляет 20–25%. Попытки увеличить мощность, допустив увеличение степени искрения на коллекторе, приводят к резкому возрастанию эксплуатационных расходов. Условия коммутации ограничивают также предельную мощность, на которую можно построить машину постоянного тока (при заданной частоте вращения).

Чтобы уменьшить влияние технологических отклонений и вибраций щеток на качество коммутации, применяют *обмотки с укороченным шагом и ступенчатые обмотки*. В этих обмотках последняя секция паза одного слоя, заканчивая коммутацию, оказывается магнитно связанной с секцией другого слоя, которая остается замкнутой щеткой. Вследствие этого под щеткой выделяется только часть электромагнитной энергии остаточного тока

$$W'_и = 0{,}5 i^2_{ост} L_р (1 - M^2_с / L^2_с), \qquad (8.53\,а)$$

а другая часть энергии

$$W''_и = 0{,}5 i^2_{ост} L_р M^2_с / L^2_с \qquad (8.53\,б)$$

передается в короткозамкнутую секцию.

Поскольку технологические отклонения равновероятны в ту и другую стороны, недокомпенсация реактивной ЭДС $e_{р.ср}$ сменяется перекомпенсацией и поэтому накопления энергии $W_и$ не происходит. Коэффициент связи $k_{св} = M_с/L_с$ у секций с укороченным шагом достигает значения $k_{св} = 0{,}4 \div 0{,}6$ (с учетом взаимной связи лобовых соединений), благодаря чему существенно уменьшается искрение под щетками. Однако при

длительных нарушениях коммутации, когда погрешность $\Delta = [|e_{р.ср}| - |e_{к.ср}|]/|e_{р.ср}|$ имеет один знак для трех – пяти пазов, последовательно заканчивающих коммутацию, взаимоиндуктивность указанных секций не имеет значения, так как коммутация секций одного паза не может улучшаться за счет коммутаций секций другого паза (если секции всех пазов коммутируют в одинаковых условиях). Преимуществом ступенчатых обмоток является также и то обстоятельство, что при их использовании происходит более равномерный износ коллектора, так как в пазу имеются две самостоятельные секции, а следовательно, и электромагнитная энергия, выделяющаяся при разрыве остаточного тока паза, распределяется на две коллекторные пластины (соответственно уменьшается их износ). Недостатком ступенчатых обмоток является сложность обеспечения «темной» коммутации, так как условия коммутации двух самостоятельных секций требуют в общем случае различного значения коммутирующей ЭДС. Таким образом, ступенчатые обмотки можно рекомендовать только при очень сложных условиях эксплуатации, характеризующихся работой с частыми нарушениями коммутации (толчкообразная нагрузка и т. п.).

Заметное улучшение коммутации происходит также из-за возникновения в проводниках обмотки якоря вихревых и контурных (в сложных обмотках) токов. Часть нескомпенсированной энергии коммутируемых секций выделяется в виде теплоты, создаваемой вихревыми токами, что должно быть учтено при расчете, путем уменьшения результирующей индуктивности секции.

Уменьшению искрения способствует увеличение длины коллектора, однако это ведет к увеличению габаритов и длины машины. Плотность тока под щетками не имеет существенного значения, однако не следует выбирать ее чрезмерной, так как при перегрузках возможен перегрев отдельных коллекторных пластин. Особенно опасно это явление для двигателей постоянного тока, работающих в условиях затяжных пусков (например, для тяговых двигателей электровозов, экскаваторов и т. п.). Во избежание перегрева отдельных пластин и возникновения деформации коллектора плотность тока под щетками при длительных перегрузках таких машин не должна превышать 20 А/см^2.

На характер коммутации оказывает также влияние дифференциальный поток рассеяния, проходящий по коронкам зубцов, и поток главных полюсов. Дифференциальный поток рассеяния по коронкам зубцов Φ_z (рис. 8.39) замыкается через сердечник добавочного полюса. При вращении якоря изменяется положение середины паза с коммутируемыми секциями относительно сердечника (см. положения паза, показанные на рис. 8.39, *а*, *б*),

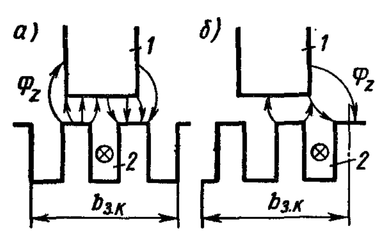


Рис. 8.39. Изменение дифференциального потока рассеяния, проходящего по коронкам зубов, при перемещении паза с коммутируемыми секциями:

1 – сердечник добавочного полюса; 2 – паз

что приводит к изменению потока Φ_z и периодическому изменению индуктивности секции L_c. Реактивная ЭДС при этом определяется выражением $e_р = -L_c di/dt + i dL_c/dt$ и может существенно отличаться от средней ЭДС $e_{р.ср}$. В результате возникает искрение под щетками. Для уменьшения дифференциального потока рассеяния целесообразно увеличивать зазор под добавочным полюсом. В машинах большой мощности этот зазор обычно делают равным 8 – 15 мм, соответственно увеличивая число витков обмотки добавочных полюсов. Иногда, для того чтобы уменьшить скорость изменения потока Φ_z, на наконечники дополнительных полюсов устанавливают короткозамкнутые витки. Такой виток выполняют из меди или бронзы в виде фланца; он одновременно служит конструктивной деталью, крепящей катушку добавочного полюса. Однако, улучшая коммутацию в стационарных режимах, короткозамкнутые витки будут ухудшать коммутацию при резких изменениях тока якоря.

Влияние главных полюсов на процесс коммутации заключается в том, что поток $\Phi_в$, созданный обмоткой возбуждения, частично попадает в зону коммутации. При симметричной магнитной системе и чередующейся полярности главных полюсов, как это наблюдается обычно, результирующий поток в зоне коммутации не изменяется, т. е. сохраняется условие $e_{р.ср} + e_{к.ср} = 0$. Однако поле в зоне коммутации деформируется, усиливаясь, с одной стороны, и уменьшаясь, с другой. На рис. 8.40 показано распределение индукции $B_к$ в зоне коммутации: на рис. 8.40, *а* – созданной МДС $F_в$ главных полюсов; на рис. 8.40, *б* – результирующего магнитного поля, возникающего при совместном действии МДС $F_{доб}$ добавочных полюсов (оно показано на рис. 8.37, *в*) и МДС $F_в$. Нарушение симметрии магнитного поля в зоне коммутации приводит к неблагоприятному характеру коммутации; при этом токосъем переносится на край щетки*.

---

* В генераторном и двигательном режимах чередование полярности главных и добавочных полюсов различно, чем и объясняется наблюдающаяся иногда разница в искрении щеток машины при генераторном и двигательном режимах.

Еще большие расстройства коммутации могут возникнуть из-за нарушения магнитной симметрии машины, например, в результате технологических отклонений при установке щеткодержателей, главных или добавочных полюсов, когда изменяется поле в зоне коммутации. Чтобы уменьшить влияние поля главных полюсов на процесс коммутации, снижают значение полюсного перекрытия $\alpha = b_i/\tau$ так, чтобы соблюдалось условие $(1-\alpha)\tau \geqslant 2{,}5\, b_{з.к}$. В машинах малой мощности, кроме того, увеличивают ширину наконечника добавочного полюса, который «экранирует» зону коммутации от потока главного полюса. В машинах с компенсационной обмоткой МДС главных полюсов меньше, а следовательно, влияние поля главных полюсов на процесс коммутации меньше. Это позволяет несколько увеличивать полюсную дугу, т. е. коэффициент полюсного перекрытия α_i.

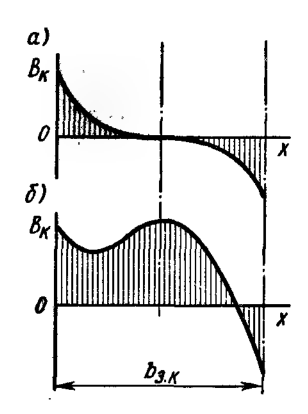


Рис. 8.40. Распределение индукции $B_к$ в зоне коммутации

Особенно велико влияние поля главных полюсов на коммутацию в машинах с несимметричной магнитной системой и в машинах с расщепленными полюсами. При этом изменение потока возбуждения приводит к изменению результирующего потока в коммутационной зоне, а следовательно, и к изменению среднего значения коммутирующей ЭДС. Это обстоятельство затрудняет создание мощных машин с расщепленными полюсами (электромашинных усилителей и регулируемых одноякорных преобразователей).

Важную роль в процессе коммутации играют щетки, которые по своей физической природе являются нелинейными сопротивлениями. При быстром увеличении плотности тока под сбегающим краем щетки сопротивление щетки резко возрастает, что ведет к уменьшению остаточного тока или полному его устранению даже в том случае, когда коммутация является неидеальной. В электрических машинах большой и средней мощности применяют электрографитированные щетки с большим падением напряжения в скользящем контакте (2,4—3,5 В на пару щеток). Такие щетки получают в электропечах путем нагревания заготовок из угля и кокса до температуры 2000—2500 °С, при этом они принимают структуру графита. На рис. 8.41 показаны типичные зависимости падения напряжения $2\Delta u_щ$ в контакте «коллектор – щетка» от средней плотности тока $\Delta_щ$

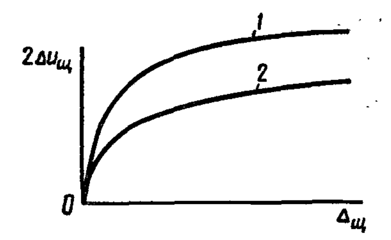


Рис. 8.41. Вольт-амперные характеристики щеточного контакта

для электрографитированных (кривая 1) и угольно-графитных (кривая 2) щеток, снятые при медленном изменении тока.

Соответствующим выбором марки щетки часто удается улучшить коммутацию машины. Основные правила, которыми руководствуются при выборе щеток, следующие:

1) для быстроходных машин постоянного тока применяют мягкие щетки со средним значением падения напряжения под ними (1,5 – 2,0 В);

2) для машин постоянного тока с затрудненной коммутацией используют твердые щетки с повышенным падением напряжения под ними (2,4 – 3,5 В);

3) для контактных колец применяют металлографитные щетки с малым падением напряжения (0,1 – 0,5 В).

Технические данные наиболее часто используемых марок щеток и области их применения приведены в табл. 8.2. Подбор щеток обычно производится экспериментально.

При работе электрических машин в условиях повышенной вибрации и больших угловых частотах вращения коллектора (свыше 1500 об/мин) давление на щетку может быть повышено до 50 кПа. Плотность тока щетки должна выбираться в зависимости от частоты вращения коллектора и условий коммутации каждого конкретного типа электрической машины. Коэффициент трения щеток о коллектор принимается равным 0,25 для всех марок щеток.

Оценка коммутационной напряженности машины. Качество коммутации проверяется визуально или с помощью специальных приборов (индикаторов искрения) во время контрольных стендовых испытаний. Однако часто, чтобы составить прогноз работы машины в эксплуатации, необходимо оценить напряженность коммутации теоретически. Такая необходимость возникает как при проектировании машины, так и при выборе типа машины для определенного технологического процесса, характеризующегося величиной и частотой перегрузок, вибрациями машины, частотой пусков, реверсов и т. п.

Наиболее распространенным критерием напряженности коммутации является *среднее значение реактивной ЭДС*, так как искрение возникает из-за неполной ее компенсации. Однако вполне определенного допускаемого значения реактивной ЭДС установить не удается, и различные заводы и фирмы при-

Таблица 8.2

Типы щеток	Марка щеток	Переходное падение напряжения на пару щеток при рекомендуемой плотности тока, В	Плотность тока, А/см^2	Окружная скорость, м/с	Давление на щетку, кПа	Преимущественная область применения
Угольно-графитные	Г-20 Г-21 Г-22	2,9 4,3 2,5	15 5 10	40 30 30	50 15 40	Генераторы и двигатели с облегченными условиями коммутации и коллекторные машины переменного тока
Графитные	Г-3 611М 611ОМ	1,9 2,0 2,0	11 12 15	25 40 90	20–25 20–25 12–22	Генераторы и двигатели с облегченными условиями коммутации и контактные кольца
Электрографитированные	ЭГ2А ЭГ2АФ ЭГ4 ЭГ8 ЭГ14 ЭГ51 ЭГ61 ЭГ71 ЭГ74 ЭГ74АФ ЭГ85	2,6 2,2 2,0 2,4 2,5 2,2 3,0 2,2 2,7 2,3 2,3	10 15 12 10 11 12 13 12 15 15 15	45 90 40 40 40 60 60 40 50 60 50	20–25 15–21 15–20 20–40 20–40 20–25 35–50 20–25 17,5–25 15–21 17,5–35	Генераторы и двигатели со средними и затрудненными условиями коммутации
Металлографитные	М1 М3 М6 М20 МГ МГ2 МГ4 МГ64 МГСО МГС5	1,5 1,8 1,5 1,4 0,2 0,5 1,1 0,5 0,2 2,0	15 12 15 12 20 20 15 25 20 15	25 20 25 20 20 20 20 25 20 35	15–20 15–20 15–20 15–20 18–23 18–23 20–25 15–20 18–23 20–25	Низковольтные генераторы и контактные кольца

держиваются своих норм, ограничивая значение этой ЭДС 3–10 В. Так, например, по рекомендациям завода «Электросила» в машинах большой мощности с петлевой и лягушачьей обмотками реактивная ЭДС при номинальной нагрузке не должна превышать 7–10 В (меньшие значения относятся к быстроходным машинам с $n \geqslant 3000$ об/мин). При волновых обмотках, которые применяют в машинах с током до 400 А и в тихоходных машинах с большим числом полюсов, реактивная ЭДС не должна превышать 5 В. В машинах средней мощности с диаметром якоря до 30 см, в которых обычно применяют волновые обмотки с несколькими витками в секциях, значение $e_{р.ср}$ должно быть не более 2,5–3 В.

Другой критерий основан на определении *электромагнитной энергии или мощности, выделяющейся под краем щетки* при искрении в процессе коммутации. Электромагнитная энергия, выделяющаяся в возникающей дуге при разрыве остаточного тока $i_{ост} = 2i_п\Delta = 2u_п i_a \Delta$, составляет $W_и = 0{,}5 i_{ост}^2 L_с = 0{,}5(2u_п i_a \Delta)^2 L_с = 2u_п^2 i_a^2 \Delta^2 L_с$.

Соответствующая мощность, выделяющаяся под краем щетки при искрении и постоянно действующем расстройстве коммутации, $P_и = mW_и$, где m – число разрывов остаточного тока в секунду.

Так как искрение возникает при коммутации тока в каждой последней секции паза, то каждый разрыв остаточного тока соответствует перемещению коллектора на $u_п$ коллекторных делений. Следовательно,

$$m = v_к/(u_п b_к) = Kv_a/(u_п \pi D_a).$$

При этом мощность

$$P_и = \frac{Kv_a}{u_п \pi D_a} 2u_п^2 i_a^2 \Delta^2 L_с = u_п i_a \Delta^2 \frac{2Kw_с i_a v_a}{\pi D_a w_с} L_с = u_п i_a \Delta^2 \frac{Av_a}{w_с} L_с.$$

Величина $Av_a L_с / w_с = e_{р.п}$ представляет собой реактивную ЭДС $e_р$, вычисленную в предположении, что щетка перекрывает одну коллекторную пластину (по формуле 8.33а), поэтому $P_и = u_п i_a \Delta^2 e_{р.п} = i_п \Delta^2 e_{р.п}$, где $i_п = u_п i_a$ – полный ток во всех секциях, лежащих в каждом слое паза.

Таким образом, при заданных технологии и условиях эксплуатации мощность, выделяющаяся под щеткой при искрении, зависит от полного тока паза $2i_п$ и реактивной ЭДС, вычисленной в предположении, что $b_щ = t_к$.

Для более полной оценки напряженности коммутации по величине мощности, выделяющейся под щеткой при искрении, необходимо учитывать коммутационные свойства щеток. При расстройстве коммутации и применении электрографитирован-

ных, графитных и угольно-графитных щеток искрение возникает равномерно по всей длине коллекторных пластин (при искрении коллекторные пластины обычно имеют по всей длине равномерный подгар с одного края), в результате чего происходит равномерная эрозия щеток и коллекторных пластин. Износ щетки зависит от удельной мощности, выделяющейся на единице длины края щетки:

$$\boxed{p_{и.уд} = i_п \Delta^2 e_{р.п}/l_щ = \Delta^2 k_щ.} \qquad (8.54)$$

При этом $k_щ = i_п l_{р.п}/l_щ$ является показателем коммутационной напряженности машины. Обычно коммутация машины не вызывает затруднений, если $k_щ < 500$ Вт/см. В общем случае значение $k_щ$ должно уточняться для каждого типа машины, исходя из особенностей технологии изготовления и условий эксплуатации. При этом должно учитываться демпфирующее действие вихревых токов в проводниках якоря, особенно заметное в машинах большой мощности.

Проведенные исследования показывают, что если удельная мощность $p_{и.уд}$, выделяющаяся под краем щетки, менее 1 Вт/см, то современные электрографитированные щетки уменьшают остаточный ток настолько, что искрение совершенно не наблюдается, т. е. для безыскровой коммутации необходимо, чтобы $\Delta^2 k_щ \leqslant 1$ Вт/см. Из этого условия можно определить ориентировочное значение допустимой степени некомпенсации $\Delta_{пр} \approx \pm 1/\sqrt{k_щ}$, или в%

$$\boxed{\Delta_{пр} \approx \pm 100/\sqrt{k_щ}.} \qquad (8.55)$$

Режимы, при которых $\Delta_{пр} \leqslant 1 \div 2\,\%$, неизбежно сопровождаются искрением под щетками. Интенсивность износа коллекторных пластин должна определяться значением $k_к = (k_щ/z)\,2p$, так как искрение, повреждающее данную пластину, возникает при выходе пластины из-под каждого щеткодержателя, число которых обычно равно числу полюсов $2p$, а число искрящих пластин равно числу пазов z. Рекомендуется, чтобы предельно допустимое значение $k_к$ не превышало 20–30 Вт/см (при этом не происходит чрезмерного износа коллектора).

Экспериментальная проверка коммутации и настройка добавочных полюсов. Машины постоянного тока при выпуске с завода проходят контрольные испытания, в которые входит и проверка качества коммутации (обычно визуальная). Головные образцы машин проходят более основательную проверку коммутации, в процессе которой путем изменения воздушных зазоров в магнитной цепи добавочных полюсов устанавливают оптимальную величину коммутирующей ЭДС.

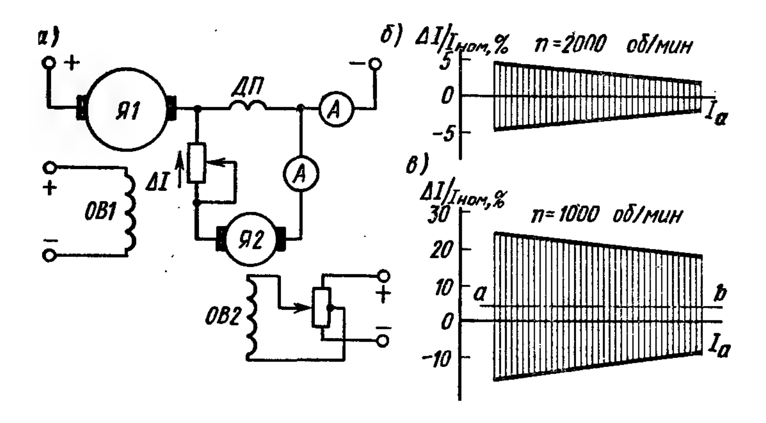


Рис. 8.42. Схема экспериментальной установки для определения зоны безыскровой работы (*а*) и примерный вид этой зоны (*б*, *в*):

Я1 — якорь исследуемой машины: *ОВ1* — ее обмотка возбуждения; *ДП* — ее обмотка добавочных полюсов; *Я2* — якорь вспомогательного генератора; *ОВ2* — его обмотка возбуждения

Основным методом проверки и наладки коммутации является экспериментальное определение зоны безыскровой работы (путем подпитки обмотки добавочных полюсов). Для этого в обмотку добавочных полюсов от специального генератора (рис. 8.42, *а*) подают дополнительный ток ΔI (ток подпитки), вследствие чего изменяется ее МДС $F_{доб}$. При этом изменяются индукция $B_к$ в зоне коммутации и коммутирующая ЭДС $e_{к.ср}$. При проведении опыта, постепенно увеличивая МДС добавочных полюсов, добиваются появления искрения под щетками и фиксируют ток подпитки $+\Delta I$. Затем изменяют направление тока подпитки и повторяют опыт, добиваясь снова появления искрения под щетками при токе $-\Delta I$. Этот опыт проводят при постоянной частоте вращения n и различных значениях тока якоря. По полученным данным строят зону безыскровой работы машины (см. заштрихованную зону на рис. 8.42, *б*). Обычно при построении зоны безыскровой работы значение тока подпитки ΔI выражают в процентах от номинального тока якоря. Ширина зоны безыскровой работы характеризует устойчивость коммутации машины при случайных отклонениях условий коммутации от оптимальных, что всегда имеется в эксплуатации. При номинальном режиме предельная допустимая неточность компенсации реактивной ЭДС примерно равна половине ширины зоны безыскровой работы.

Обычно добавочные полюсы настраивают так, чтобы середина зоны безыскровой работы соответствовала току подпитки, равному нулю. Этому режиму соответствует слегка ускоренная коммутация. Исключение составляют машины, работающие в широком диапазоне изменения частоты вращения. В этом случае также нужно настраивать добавочные полюсы по средней линии зоны безыскровой работы, но зону снимать при частоте вращения машины, близкой к максимальной (рис. 8.42, *б*). При такой настройке добавочных полюсов в области малых частот вращения машина недокоммутирована, т. е. поле в зоне коммутации слишком слабое (средняя линия *ab* зоны безыскровой работы на рис. 8.42, *в* лежит в области положительных значений тока подпитки ΔI).

Это объясняется тем, что при снижении частоты вращения уменьшается абсолютное значение реактивной ЭДС и увеличивается роль падения напряжения в переходном контакте между щеткой и коллектором, которое не зависит от частоты вращения. В результате резко расширяется область допустимой перекоммутации, т. е. можно было бы увеличить МДС добавочных полюсов. Несоответствие МДС добавочных полюсов оптимальному расположению зон безыскровой работы при малых частотах вращения не имеет практического значения, так как в рассматриваемых режимах машина менее нагружена в коммутационном отношении и имеет более устойчивую коммутацию, чем при большой частоте вращения*.

§ 8.8. ГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Классификация. Свойства генераторов постоянного тока обусловлены в основном способом питания обмотки возбуждения. В зависимости от этого различают следующие типы генераторов:

1) с независимым возбуждением – обмотка возбуждения получает питание от постороннего источника постоянного тока;

2) с параллельным возбуждением – обмотка возбуждения подключена к обмотке якоря параллельно нагрузке;

3) с последовательным возбуждением – обмотка возбуждения включена последовательно с обмоткой якоря и нагрузкой;

---

* Это не относится к электродвигателям с последовательным возбуждением, в которых коммутационная напряженность машины определяется условиями эксплуатации и при малых частотах вращения может быть большей из-за увеличения тока якоря.

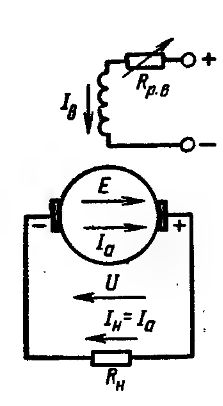


Рис. 8.43. Принципиальная схема генератора с независимым возбуждением

4) со смешанным возбуждением – имеются две обмотки возбуждения: одна подключена параллельно нагрузке, а другая – последовательно с ней.

Генераторы рассматриваемых типов имеют одинаковое устройство и отличаются лишь выполнением обмотки возбуждения. Обмотки независимого и параллельного возбуждения, имеющие большое число витков, изготовляют из провода малого сечения; обмотку последовательного возбуждения, имеющую небольшое число витков, – из провода большого сечения. Генераторы малой мощности иногда выполняют с постоянными магнитами. Свойства таких генераторов близки к свойствам генераторов с независимым возбуждением.

Генератор с независимым возбуждением. *В генераторе этого типа* (рис. 8.43) *ток возбуждения* $I_в$ *не зависит от тока якоря* I_a, *который равен току нагрузки* $I_н$. Ток $I_в$ определяется только положением регулировочного реостата $R_{р.в}$, включенного в цепь обмотки возбуждения:

$$\boxed{I_в = U_в/(R_в + R_{р.в}),} \qquad (8.56)$$

где $U_в$ – напряжение источника питания; $R_в$ – сопротивление обмотки возбуждения; $R_{р.в}$ – сопротивление регулировочного реостата.

Обычно ток возбуждения невелик и составляет 1–3% от номинального тока якоря. Основными характеристиками, определяющими свойства генераторов постоянного тока, являются характеристики: холостого хода, внешняя, регулировочная и нагрузочная.

Характеристикой холостого хода (рис. 8.44, *а*) называют зависимость $U_0 = f(I_в)$ при $I_н = 0$ и $n = \text{const}$. При холостом ходе машины, когда цепь нагрузки разомкнута, напряжение U_0 на зажимах обмотки якоря равно ЭДС $E_0 = c_e Фn$. Частота вращения якоря n поддерживается неизменной, и напряжение при холостом ходе зависит только от магнитного потока Ф, т. е. тока возбуждения $I_в$. Поэтому характеристика $U_0 = f(I_в)$ подобна магнитной характеристике $Ф = f(I_в)$. Характеристику холостого хода легко получить экспериментально. Для этого сначала устанавливают ток возбуждения таким, чтобы $U_0 \approx 1{,}25 U_{ном}$, затем уменьшают ток возбуждения до нуля и снова увеличивают его до прежнего значения. При этом

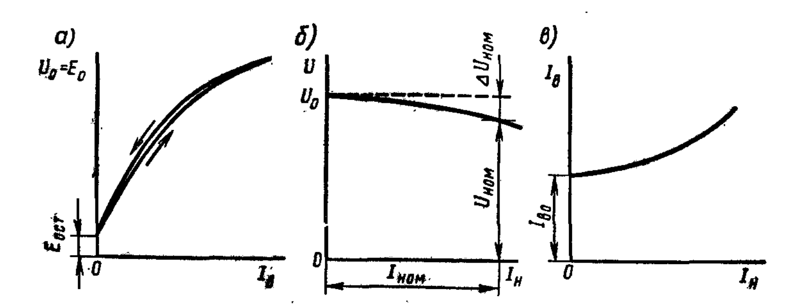


Рис. 8.44. Характеристики генератора с независимым возбуждением

получаются восходящая и нисходящая ветви характеристики, которые выходят из одной точки. *Расхождение ветвей объясняется наличием гистерезиса в магнитопроводе машины.* При $I_в = 0$ в обмотке якоря потоком остаточного магнетизма индуцируется остаточная ЭДС $E_{ост}$, которая составляет 2–4% от $U_{ном}$.

Внешней характеристикой (рис. 8.44, *б*) называют зависимость $U = f(I_н)$ при $n = \text{const}$ и $I_в = \text{const}$. В режиме нагрузки напряжение генератора

$$U = E - I_a \sum R_a, \tag{8.57}$$

где $\sum R_a$ – сумма сопротивлений всех обмоток, включенных последовательно в цепь якоря (обмоток якоря, добавочных полюсов и компенсационной).

С увеличением нагрузки на уменьшение напряжения U влияют:

1) падение напряжения во внутреннем сопротивлении $\sum R_a$ машины;

2) уменьшение ЭДС *E* в результате размагничивающего действия реакции якоря.

Изменение напряжения при переходе от режима номинальной нагрузки к режиму холостого хода

$$\Delta u = (U_0 - U_{ном})/U_{ном}. \tag{8.58}$$

Для генераторов с независимым возбуждением оно составляет 5–15%.

Регулировочной характеристикой (рис. 8.44, *в*) называют зависимость $I_в = f(I_н)$ при $U = \text{const}$ и $n = \text{const}$. Она показывает, каким образом следует регулировать ток возбуждения, чтобы поддерживать постоянным напряжение генератора при изменении нагрузки. Очевидно, что в этом случае по мере роста нагрузки нужно увеличивать ток возбуждения.

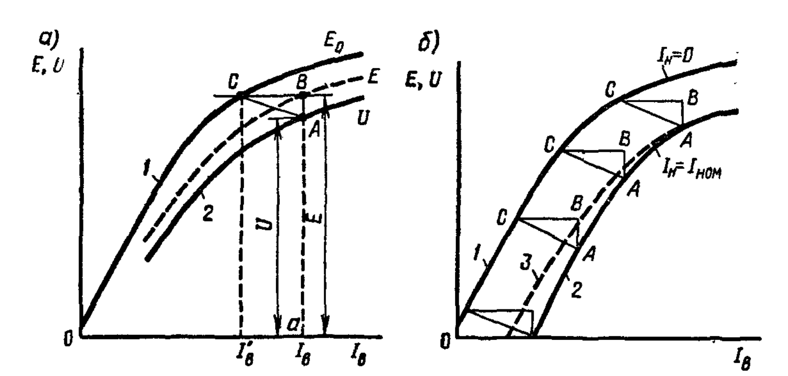


Рис. 8.45. Нагрузочная характеристика генератора с независимым возбуждением и ее построение с помощью характеристического треугольника

Нагрузочной характеристикой (рис. 8.45, *а*) называют зависимость $U = f(I_в)$ при $n = \text{const}$ и $I_н = \text{const}$. Нагрузочная характеристика при $I_н = I_{ном}$ (кривая *2*) проходит ниже характеристики холостого хода (кривая *1*), которую можно рассматривать как частный случай нагрузочной характеристики при $I_н = 0$. Разность ординат кривых *1* и *2* обусловлена размагничивающим действием реакции якоря и падением напряжения во внутреннем сопротивлении $\sum R_a$ машины.

Наглядное представление о влиянии этих факторов дает *характеристический, или реактивный, треугольник ABC*. Если к отрезку *aA*, равному в определенном масштабе напряжению *U*, при некотором токе нагрузки $I_н$ и токе возбуждения $I_в$ прибавить отрезок *AB*, равный в том же масштабе падению напряжения $I_a \sum R_a$ в генераторе, то получим отрезок *aB*, равный ЭДС *E*.

При холостом ходе ЭДС *E* индуцируется в обмотке якоря при меньшем токе $I'_в$, соответствующем абсциссе точки *C*. Следовательно, отрезок *BC* характеризует размагничивающее действие реакции якоря в масштабе тока возбуждения. При неизменном токе $I_н$ катет *AB* характеристического треугольника является постоянным; катет *BC* зависит не только от тока $I_н$, но и от степени насыщения магнитной системы, т. е. от тока возбуждения $I_в$. Однако в ряде случаев влиянием тока возбуждения пренебрегают и принимают, что отрезок *BC* пропорционален только току $I_н$.

Такое допущение позволяет строить нагрузочные характеристики при разных токах, изменяя лишь величину всех сторон треугольника *ABC*. Если вершина *C* характеристического треугольника, построенного для некоторого тока $I_н$,

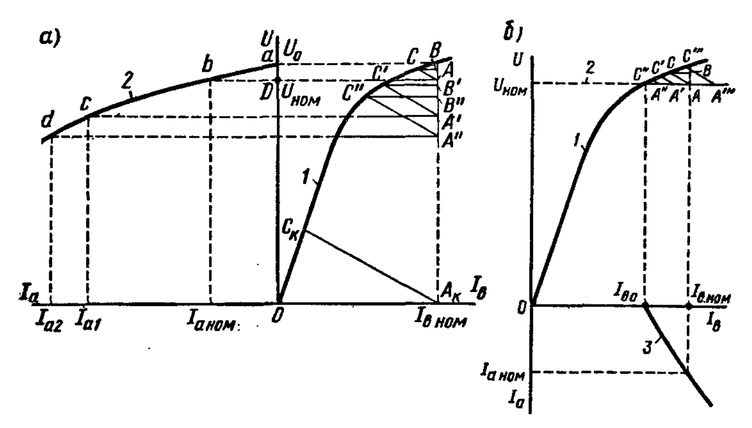


Рис. 8.46. Графики построения внешней (*а*) и регулировочной (*б*) характеристик генератора с независимым возбуждением с помощью характеристического треугольника

расположена на характеристике *1* холостого хода (рис. 8.45, *б*), а затем по этой характеристике перемещается треугольник *ABC* так, что катет *BC* остается параллельным оси абсцисс, то след точки *A* изображает приближенно искомую нагрузочную характеристику *2* при заданном значении тока $I_н$. Эта характеристика несколько отличается от реальной характеристики *3* (которая может быть снята опытным путем), так как величина катета *BC* характеристического треугольника изменяется из-за изменения условий насыщения. Используя характеристику холостого хода с помощью характеристического треугольника, можно построить и другие характеристики генератора: внешнюю и регулировочную.

При построении *внешней характеристики* исходят из характеристики холостого хода *1* (рис. 8.46, *а*). Взяв точку *D* на оси ординат, соответствующую номинальному напряжению $U_{ном}$, через нее проводят прямую *AD*, параллельную оси абсцисс. На этой прямой располагают вершину *A* характеристического треугольника, снятого при номинальном токе якоря так, чтобы катет *AB* был параллелен оси ординат, а вершина *C* находилась на характеристике *1*. Затем, опустив перпендикуляр из вершины *A* на ось абсцисс, находят точку $A_к$, соответствующую номинальному току возбуждения $I_{в.ном}$.

При определении $I_{в.ном}$ учитывают, что под действием реакции якоря ЭДС при нагрузке меньше, чем при холостом ходе, т. е. создается как бы меньшим током возбуждения. Уменьшению тока $I_в$ соответствует отрезок *BC*, характеризующий размагничивающее действие реакции якоря. Напряжение

при номинальном токе также меньше ЭДС на величину падения напряжения $I_a \sum R_a$, которому соответствует катет AB.

При построении искомой зависимости 2, т. е. напряжения U от тока нагрузки I_a, две ее точки можно легко определить: номинальному току $I_{a\,ном}$ соответствует номинальное напряжение $U_{ном}$ (точка b), а току якоря, равному нулю (режим холостого хода), – напряжение U_0 (точка a), равное ЭДС при токе возбуждения $I_{в\,ном}$. Другие точки (c, d и т. п.) внешней характеристики можно построить, изменяя все стороны характеристического треугольника пропорционально изменению тока якоря и располагая его так, чтобы катеты $A'B'$, $A''B''$,... оставались параллельными оси ординат. При этом точки B, B', B'' должны располагаться на вертикальной линии $A_кB$, соответствующей току возбуждения $I_{в\,ном}$, а точки C, C', C'',... – на характеристике холостого хода *1*. Тогда ординаты точек A', A''... будут определять искомую величину напряжения при токах нагрузки $I_{a1} = I_{a\,ном}A'B'/AB$, $I_{a2} = I_{a\,ном}A''B''/AB$ и т. п. Обычно при построении внешней характеристики проводят только гипотенузы характеристических треугольников $A'C'$, $A''C''$,..., параллельные AC до пересечения с характеристикой холостого хода и с линией $A_кB$. Ординаты найденных точек A', A''... определяют искомые величины напряжений (т. е. точки c, d внешней характеристики *2*) при токах нагрузки $I_{a\,ном}$, I_{a1}, I_{a2}.

Если из точки $A_к$ провести прямую, параллельную AC до пересечения с характеристикой холостого хода в точке $C_к$, то можно получить величину тока $I_к = I_{a\,ном}A_кC_к/AC$, которая в 5 – 15 раз превышает номинальный ток. Зная ток к. з., можно рассчитать максимальный момент, механическую прочность вала и выбрать параметры аппаратуры защиты. Экспериментальное определение тока к. з. затруднительно, так как в процессе проведения опыта может возникнуть круговой огонь.

Построенная характеристика является приближенной. Основная ее погрешность обусловлена тем, что размагничивающее действие реакции якоря (т. е. катет BC) не пропорционально току якоря. Обычно приведенное построение дает несколько заниженное значение напряжения и тока к. з.

При построении *регулировочной характеристики* (рис. 8.46, *б*) сначала находят ток возбуждения $I_{в0}$, соответствующий номинальному напряжению при холостом ходе. Чтобы определить ток возбуждения при номинальном токе нагрузки, вершину A характеристического треугольника (соответствующего номинальной нагрузке) располагают на прямой *2*, параллельной оси абсцисс и находящейся от нее на расстоянии $U_{ном}$. Катет AB должен быть параллелен оси ординат, а вершина C

должна располагаться на характеристике холостого хода *1*. Абсцисса вершины *A* дает искомую величину тока возбуждения. Доказательство справедливости этого построения приведено при построении внешней характеристики. Проводя прямые, параллельные гипотенузе *AC*, получаем отрезки *A'C'*, *A''C''*,..., заключенные между характеристикой холостого хода *1* и прямой *2*, соответствующей условию $U = U_{ном} = \text{const}$. Эти отрезки представляют собой гипотенузы характеристических треугольников при различных токах нагрузки. Искомая регулировочная характеристика $I_в = f(I_а)$ – кривая *3* – построена в нижнем координатном углу. Значения тока возбуждения определяются абсциссами точек *A*, *A'*, *A''*,..., которым соответствуют токи нагрузки, пропорциональные длинам отрезков *AC*, *A'C'*, *A''C''*,....

Достоинством генераторов с независимым возбуждением являются возможность регулирования напряжения в широких пределах от нуля до $U_{мах}$ *путем изменения тока возбуждения и сравнительно малое изменение напряжения под нагрузкой.* Однако для питания обмотки возбуждения таких генераторов требуются внешние источники постоянного тока.

Генераторы с независимым возбуждением используют только при большой мощности, а также при малой мощности, но низком напряжении. Независимо от значения напряжения на якоре обмотку возбуждения рассчитывают на стандартное напряжение постоянного тока 110 или 220 В для упрощения регулирующей аппаратуры.

Генератор с параллельным возбуждением. В этом генераторе (рис. 8.47, *а*) обмотка возбуждения подсоединена через регулировочный реостат параллельно нагрузке. Следовательно, *в данном*

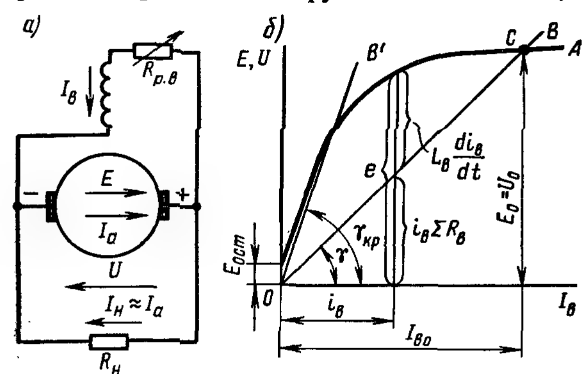


Рис. 8.47. Принципиальная схема генератора с параллельным возбуждением (*а*) и зависимости изменения ЭДС и падения напряжения в цепи возбуждения $i_в \Sigma R_в$ при изменении тока возбуждения генератора (*б*)

случае используется принцип самовозбуждения, при котором обмотка возбуждения получает питание непосредственно от обмотки якоря генератора. Самовозбуждение генератора возможно только при выполнении определенных условий. Чтобы установить их, рассмотрим процесс изменения тока в контуре «обмотка возбуждения – обмотка якоря» в режиме холостого хода. Для рассматриваемого контура получим уравнение

$$\boxed{e = i_в \sum R_в + L_в di_в/dt,} \qquad (8.59)$$

где e и $i_в$ – мгновенные значения ЭДС в обмотке якоря и тока возбуждения; $\sum R_в = R_в + R_{р.в}$ – суммарное сопротивление цепи возбуждения генератора (сопротивлением $\sum R_a$ можно пренебречь, так как оно значительно меньше $\sum R_в$); $L_в$ – суммарная индуктивность обмоток возбуждения и якоря.

Все члены, входящие в (8.59), можно изобразить графически (рис. 8.47,*б*). ЭДС e при некотором значении $i_в$ тока возбуждения можно определить по характеристике *ОА* холостого хода генератора, а падение напряжения $i_в \sum R_в$ – по вольт-амперной характеристике *ОВ* его цепи возбуждения. Характеристика *ОВ* представляет собой прямую, проходящую через начало координат под углом γ к оси абсцисс; при этом $\operatorname{tg}\gamma = \sum R_в$. Из (8.59) имеем

$$\boxed{di_в/dt = (e - i_в \sum R_в)/L_в.} \qquad (8.60)$$

Следовательно, если разность $(e - i_в \sum R_в) > 0$, то производная $di_в/dt > 0$, и происходит процесс увеличения тока возбуждения $i_в$.

Установившийся режим в цепи обмотки возбуждения наблюдается при $di_в/dt = 0$, т. е. в точке пересечения *С* характеристики холостого хода *ОА* с прямой *ОВ*. При этом машина работает с некоторым установившимся током возбуждения $I_{в0}$ и ЭДС $E_0 = U_0$.

Из уравнения (8.60) следует, что для самовозбуждения генератора необходимо выполнение определенных условий:

1) процесс самовозбуждения может начаться только в том случае, если в начальный момент ($i_в = 0$) в обмотке якоря индуцируется некоторая начальная ЭДС. Такая ЭДС может быть создана потоком остаточного магнетизма, поэтому *для начала процесса самовозбуждения необходимо, чтобы в генераторе имелся поток остаточного магнетизма,* который при вращении якоря индуцирует в его обмотке ЭДС $E_{ост}$. Обычно поток остаточного магнетизма имеется в машине из-за наличия гистерезиса в ее магнитной системе. Если такой поток отсутствует, то его создают, пропуская через обмотку возбуждения ток от постороннего источника;

2) при прохождении тока $i_в$ по обмотке возбуждения ее *МДС $F_в$ должна быть направлена согласно МДС остаточного магнетизма $F_{ост}$*. В этом случае под действием разности $e - i_в \sum R_в$ происходит процесс нарастания тока $i_в$, магнитного потока возбуждения $Ф_в$ и ЭДС e. Если указанные МДС направлены встречно, то МДС обмотки возбуждения создает поток, направленный против потока остаточного магнетизма, машина размагничивается и процесс самовозбуждения не сможет начаться;

3) положительная разность $e - i_в \sum R_в$, необходимая для возрастания тока возбуждения $i_в$ от нуля до установившегося значения $I_{в0}$, может возникать только в том случае, если в указанном диапазоне изменения тока $i_в$ прямая OB располагается ниже характеристики холостого хода OA. При увеличении сопротивления цепи возбуждения $\sum R_в$ возрастает угол наклона γ прямой OB к оси тока $I_в$ и при некотором критическом значении угла $\gamma_{кр}$ (соответствующем критическому значению сопротивления $\sum R_{в.кр}$) прямая OB' практически совпадает с прямолинейной частью характеристики холостого хода. В этом случае $e \approx i_в \sum R_в$ и процесс самовозбуждения становится невозможным. Следовательно, *для самовозбуждения генератора необходимо, чтобы сопротивление цепи возбуждения было меньше критического значения.*

Если параметры цепи возбуждения подобраны так, что $\sum R_в < \sum R_{в.кр}$, то в точке C обеспечивается устойчивость режима самовозбуждения. При случайном уменьшении тока $i_в$ ниже установившегося значения $I_{в0}$ или увеличении его свыше $I_{в0}$ возникает соответственно положительная или отрицательная разность $(e - i_в \sum R_в)$, стремящаяся изменить ток $i_в$ так, чтобы он стал снова равным $I_{в0}$. Однако при $\sum R_в > \sum R_{в.кр}$ устойчивость режима самовозбуждения нарушается. Если в процессе работы генератора увеличить сопротивление цепи возбуждения $\sum R_в$ до значения, большего $\sum R_{в.кр}$, то его магнитная система размагничивается и ЭДС уменьшается до $E_{ост}$. Если генератор начал работать при $\sum R_в > \sum R_{в.кр}$, то он не сможет самовозбудиться. Следовательно, *условие $\sum R_в < \sum R_{в.кр}$ ограничивает возможный диапазон регулирования тока возбуждения генератора и его напряжения*. Обычно можно уменьшать напряжение генератора, увеличивая сопротивление $\sum R_в$, лишь до $(0{,}6-0{,}7)\,U_{ном}$.

Внешняя характеристика генератора представляет собой зависимость $U = f(I_н)$ при $n = \text{const}$ и $R_в = \text{const}$ (кривая *1*, рис. 8.48). Она располагается ниже внешней характеристики генератора с независимым возбуждением (кривая *2*). Это объясняется тем, что в рассматриваемом генераторе *кроме двух причин, вызывающих уменьшение напряжения с ростом*

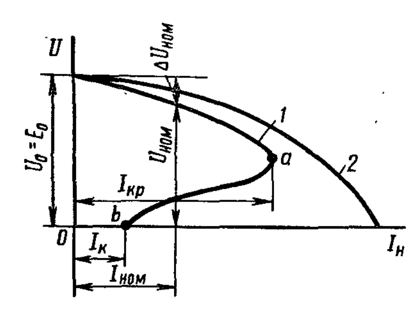


Рис. 8.48. Внешние характеристики генераторов с независимым и параллельным возбуждением

нагрузки (падения напряжения в якоре и размагничивающего действия реакции якоря), существует еще третья причина — уменьшение тока возбуждения $I_в = U/\sum R_в$, который зависит от напряжения U, т. е. от тока $I_н$.

Генератор может быть нагружен только до некоторого максимального тока $I_{кр}$. При дальнейшем снижении сопротивления нагрузки $R_н$ ток $I_н = U/R_н$ начинает уменьшаться, так как напряжение U падает быстрее, чем уменьшается $R_н$. Работа на участке *ab* внешней характеристики неустойчива; в этом случае машина переходит в режим работы, соответствующий точке *b*, т. е. в режим короткого замыкания.

Особенно наглядно видно действие причин, вызывающих уменьшение напряжения генератора с ростом нагрузки, из рассмотрения рис. 8.49, на котором показано построение внешней характеристики по характеристике холостого хода и характеристическому треугольнику.

Построение производится в следующем порядке. Через точку *D* на оси ординат, соответствующую номинальному напряжению, проводят прямую, параллельную оси абсцисс. На этой прямой располагают вершину *A* характеристического треугольника, соответствующего номинальной нагрузке; катет *AB* должен быть параллелен оси ординат, а вершина *C* должна лежать на характеристике холостого хода *1*. Через начало координат и вершину *A* проводят прямую *2* до пересечения с характеристикой холостого хода; эта прямая является вольт-амперной характеристикой сопротивления цепи обмотки возбуждения. По ординате точки пересечения *E* характеристик *1* и *2* получаем напряжение генератора $U_0 = E_0$ при холостом ходе.

Ток возбуждения $I_{в.ном}$ при номинальном режиме соответствует абсциссе точки *A*, а ЭДС генератора $E_{ном}$ при номинальной нагрузке — ординате точки *B*. Ее можно определить по характеристике холостого хода, если уменьшить ток возбуждения $I_{в.ном}$ на величину отрезка *BC*, учитывающего размагничивающее действие реакции якоря. При построении внешней характеристики *3* ее точки *a* и *b*, соответствующие холостому ходу и номинальной нагрузке, определяются напряжениями U_0 и $U_{ном}$. Промежуточные точки *c*, *d*,... получают, проводя

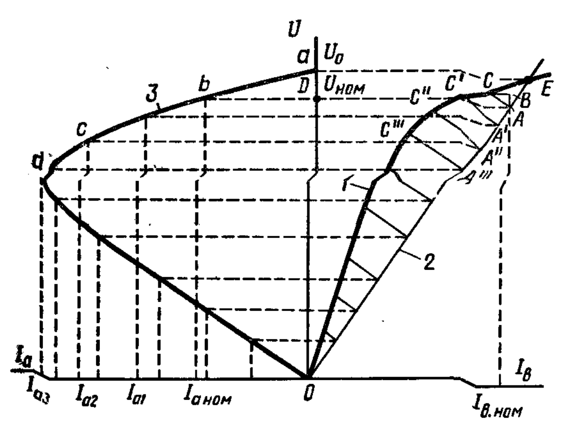


Рис. 8.49. Графики построения внешней характеристики генератора с параллельным возбуждением с помощью характеристического треугольника

прямые $A'C'$, $A''C''$, $A'''C'''$,..., параллельные гипотенузе AC, до пересечения с вольт-амперной характеристикой *2 в точках A', A'', A'''*,..., а также с характеристикой холостого хода *1* в точках C', C'', C''', ... Ординаты точек A', A'', A''', ... соответствуют напряжениям при токах нагрузки I_{a1}, I_{a2}, I_{a3}, ..., величины которых определяются из соотношения

$$I_{a\,ном} : I_{a1} : I_{a2}, I_{a3} \ldots = AC : A'C' : A''C'' : A'''C''' \ldots .$$

При переходе от режима номинальной нагрузки к режиму холостого хода напряжение генератора изменяется на 10–20 %, т. е. больше, чем в генераторе с независимым возбуждением.

При установившемся коротком замыкании якоря ток $I_к$ генератора с параллельным возбуждением сравнительно мал (см. рис. 8.48), так как в этом режиме напряжение и ток возбуждения равны нулю. Следовательно, ток к. з. создается только ЭДС от остаточного магнетизма и составляет $(0{,}4-0{,}8)\,I_{ном}$.

Регулировочная и нагрузочная характеристики генератора с параллельным возбуждением имеют такой же характер, как и у генератора с независимым возбуждением.

Большинство генераторов постоянного тока, выпускаемых отечественной промышленностью, имеют параллельное возбуждение. Для улучшения внешней характеристики они обычно имеют небольшую последовательную обмотку (один — три витка на полюс). При необходимости такие генераторы можно включать и по схеме с независимым возбуждением.

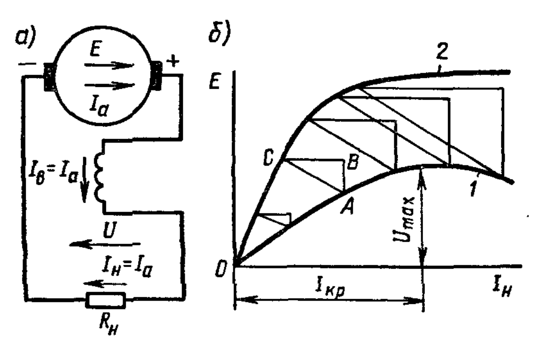


Рис. 8.50. Схема генератора с последовательным возбуждением и его внешняя характеристика

Генератор с последовательным возбуждением. В генераторе с последовательным возбуждением (рис. 8.50, *а*) ток возбуждения $I_в = I_a = I_н$. Внешнюю характеристику генератора (рис. 8.50, *б*, кривая *1*) можно построить по характеристике холостого хода (кривая *2*) и реактивному треугольнику *ABC*, стороны которого увеличиваются пропорционально току $I_н$. При токах, меньших $I_{кр}$, с увеличением тока нагрузки возрастает магнитный поток Ф и ЭДС генератора *E*, вследствие чего увеличивается и его напряжение *U*. Только при больших токах $I_н > I_{кр}$ напряжение *U* с возрастанием нагрузки уменьшается, так как в этом случае магнитная система машины насыщается, и небольшое возрастание потока Ф не может скомпенсировать увеличение падения напряжения на внутреннем сопротивлении $\sum R_a$. Поскольку в генераторе с последовательным возбуждением напряжение сильно изменяется при изменении нагрузки, а при холостом ходе оно близко к нулю, *такие генераторы непригодны для питания большинства электрических потребителей.* Их используют лишь при электрическом торможении двигателей с последовательным возбуждением, которые при этом переводятся в генераторный режим.

Генератор со смешанным возбуждением. В этом генераторе (рис. 8.51, *а*) имеются две обмотки возбуждения: основная (параллельная) и вспомогательная (последовательная). *Согласное включение двух обмоток позволяет получить приблизительно постоянное напряжение генератора при изменении нагрузки.* Внешнюю характеристику генератора (рис. 8.51, *б*) в первом приближении можно представить в виде суммы характеристик, создаваемых каждой из обмоток возбуждения. При включении одной параллельной обмотки, по которой проходит ток возбуждения $I_{в1}$, напряжение генератора *U* постепенно уменьшается с увеличением тока нагрузки $I_н$ (кривая *1*). При вклю-

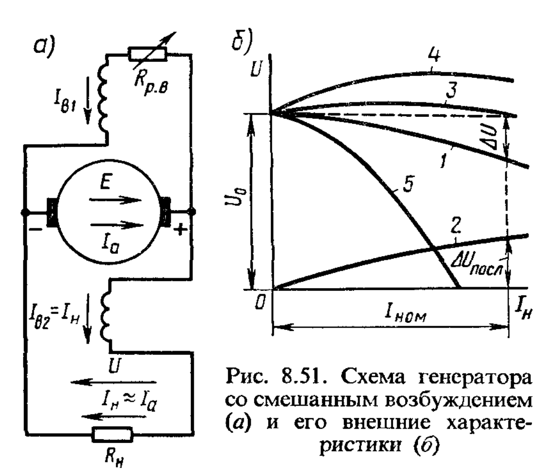


Рис. 8.51. Схема генератора со смешанным возбуждением (*а*) и его внешние характеристики (*б*)

чении одной последовательной обмотки, по которой проходит ток возбуждения $I_{в2} = I_н$, напряжение возрастает с увеличением тока $I_н$ (кривая *2*).

Подбирая число витков последовательной обмотки так, чтобы при номинальной нагрузке создаваемое ею напряжение $\Delta U_{посл}$ компенсировало суммарное падение напряжения ΔU при работе машины с одной только параллельной обмоткой, можно добиться, чтобы напряжение U при изменении тока нагрузки от нуля до $I_{ном}$ оставалось почти неизменным (кривая *3*). Практически оно изменяется в пределах 2–3%. Увеличивая число витков последовательной обмотки, можно получить характеристику, при которой напряжение $U_{ном} > U_0$ (кривая *4*); такая характеристика обеспечивает компенсацию падения напряжения не только во внутреннем сопротивлении $\sum R_a$ генератора, но и в линии, соединяющей его с нагрузкой. Если последовательную обмотку включить так, чтобы МДС была направлена против МДС параллельной обмотки (встречное включение), то внешняя характеристика генератора при большом числе витков последовательной обмотки будет крутопадающей (кривая *5*). Встречное включение последовательной и параллельной обмоток возбуждения применяют в сварочных генераторах и других специальных машинах, где требуется ограничить ток к. з.

Переходные процессы в генераторах. Процесс возбуждения. Обмотки возбуждения генераторов и двигателей постоянного тока обладают очень большой индуктивностью, вследствие чего переходные процессы в них протекают сравнительно медленно. При независимом возбуждении генератора от источника с напряжением $U_в$ для контура обмотки возбуждения (рис. 8.52, *а*)

$$U_в = i_в \sum R_в + L_в\, di_в/dt. \qquad (8.61)$$

Индуктивность $L_в$ является переменной величиной, так как магнитная характеристика генератора нелинейна и поэтому уравнение (8.61) можно точно решить только численными методами. Приближенно можно положить $L_в = \text{const}$ и определить его усредненное значение из условия

$$L_{в.ср}\, \Delta i_в/\Delta t = w_в\, \Delta\Phi/\Delta t$$

или

$$L_{в.ср} = w_в\, \Delta\Phi/\Delta i_в = w_в \Phi_{ном}/I_{в.ном}, \qquad (8.62)$$

где $w_в$ – число витков главного полюса; $\Phi_{ном}$, $I_{в.ном}$ – установившиеся (номинальные) значения магнитного потока и тока возбуждения (рис. 8.52, *б*). В этом случае решение уравнения (8.61) при $L_в = L_{в.ср} = \text{const}$ и при нулевых начальных условиях имеет вид

$$i_в = I_{в.ном}(1 - e^{-t/T_в}), \qquad (8.63)$$

где $T_в = L_{в.ср}/\sum R_в$ – постоянная времени цепи обмотки возбуждения.

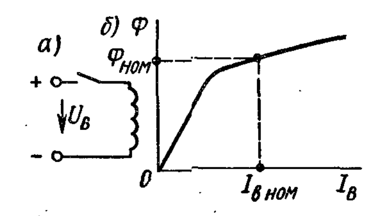
Переходный процесс протекает в течение времени $t_в = (3 \div 4)\, T_в$, которое составляет около секунды для малых машин и десятков секунд – для машин средней и большой мощности. Поскольку магнитный поток принят пропорциональным току возбуждения, его значение определяется аналогично (8.63):

$$\Phi = \Phi_{ном}(1 - e^{-t/T_в}). \qquad (8.64)$$

При учете насыщения, как показывают численные методы расчета и результаты эксперимента, магнитный поток изменяется также по закону, близкому к экспоненте (рис. 8.53, *а*, кривая Ф); изменение тока возбуждения несколько отличается от экспоненты (кривая $i_в$). Ток нарастает двумя ярко выраженными ступенями. Это объясняется тем, что на начальном участке кривой намагничивания даже небольшому изменению тока соответствует большое изменение магнитного потока и, следовательно, большое индуктивное падение напряжения и малое – активное. Наличие вихревых токов в массивных частях магнитопровода (ярме и сердечниках полюсов) еще более замедляет процесс нарастания магнитного потока.

Если поток и ЭДС генератора должны нарастать быстро, что требуется, например, в машинах, применяемых в системах автоматики и в некоторых типах электропривода, то магнитную систему у них выполняют полностью шихтованной и уменьшают постоянную времени $T_в$. Наибольший эффект дает

Рис. 8.52. Контур обмотки возбуждения (*а*) и график $\Phi = f(i_в)$ для генератора с независмым возбуждением (*б*)



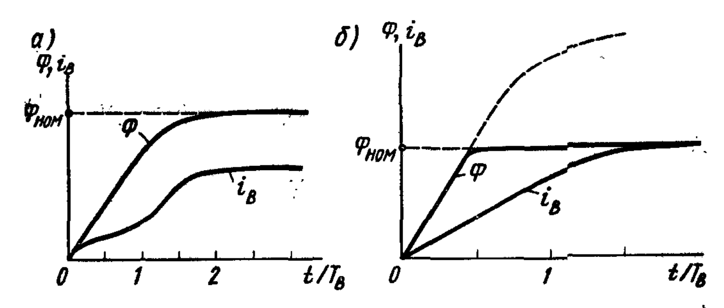


Рис. 8.53. Кривые изменения магнитного потока и тока возбуждения при возбуждении генератора

уменьшение числа витков обмотки возбуждения (в два-три раза) и установка в ее цепь специального регулятора. В этом случае нарастание тока и магнитного потока происходит по начальному участку экспоненты (рис. 8.53, *б*), а затем фиксируется на требуемом уровне регулятором тока возбуждения.

В генераторе с параллельным возбуждением для контура «якорь – обмотка возбуждения» (рис. 8.54, *а*) при условии, что реакция якоря и падение напряжения в якоре пренебрежимо малы, можно применять уравнение (8.59). Уравнение (8.59) аналогично (8.61), но здесь e – переменная величина, зависящая от тока возбуждения. Установившееся значение тока возбуждения $I_{в.ном} = E_{ном}/\sum R_в$, т. е. соответствует режиму, при котором ЭДС уравновешивается падением напряжения в активном сопротивлении $\sum R_в$. Вольт-амперную характеристику этого сопротивления можно построить, не определяя величины $\sum R_в$ по известным установившимся значениям $E_{ном}$ и $I_{в.ном}$ (рис. 8.54, *б*).

Уравнение (8.59) можно представить в виде

$$w_в \, d\Phi/dt = e - i_в \sum R_в = \Delta e, \qquad (8.65)$$

т. е. скорость изменения магнитного потока определяется разностью ординат характеристики холостого хода и вольт-амперной характеристики сопротивления $\sum R_в$.

ЭДС на зажимах машины всегда пропорциональна потоку Ф, так как $\Phi/\Phi_{ном} = e/E_{ном}$. Поэтому скорость изменения магнитного потока можно выразить через скорость изменения ЭДС:

$$d\Phi/dt = \Phi_{ном}/E_{ном}(de/dt). \qquad (8.66)$$

Подставив это выражение в (8.65), получим

$$\Delta e = w_в \Phi_{ном}/E_{ном}(de/dt) = T_в(de/dt). \qquad (8.67)$$

При этом постоянная времени

$$T_в = w_в\Phi_{ном}/E_{ном} = w_в\Phi_{ном}/I_{в.ном}\sum R_в = L_{в.ср}/\sum R_в, \qquad (8.68)$$

т. е. имеет то же значение, что и при независимом возбуждении. Однако время возбуждения

$$t_в = T_в \int\limits_{E_{ост}}^{E_{ном}} de/\Delta e \qquad (8.69)$$

значительно большее, чем при независимом возбуждении, так как разность $\Delta e = e - i_в R_в$ относительно небольшая величина.

Точное значение времени возбуждения можно получить путем численного интегрирования уравнения (8.69), зная параметры машины, ее характеристику холостого хода и остаточную ЭДС E_0.

Приближенное решение уравнения (8.69) можно получить, приняв, что зависимость Δe от e изменяется по параболическому закону

$$\Delta e/E_{ном} = 4u(1-u)\Delta u, \qquad (8.70)$$

где $u = e/E_{ном}$; $\Delta u = \Delta e_{max}/E_{ном}$; Δe_{max} – максимальное значение Δe (рис. 8.54, *б*).

Подставляя значение Δe из (8.70) и (8.69), имеем

$$t_в = T_в \int\limits_{E_{ост}}^{E_{ном}} de/(4E_{ном}u(1-u)\Delta u) = T_в/4\Delta u \int\limits_{u_{ост}}^{u_{ном}} du/u(1-u).$$

Выполнив интегрирование, найдем

$$t_в = [T_в/(4\Delta u)]\ln[u_{ном}(1-u_{ост})/u_{ост}(1-u_{ном})], \qquad (8.71)$$

Полагая величину остаточной ЭДС $E_{ост} \approx 0{,}05E_{ном}$, получаем, что время возбуждения до значения $e = 0{,}95E_{ном}$ составляет

$$t_в = [T_в/(4\Delta u)]\ln\left(\frac{95\cdot 95}{5\cdot 5}\right) \approx (3/2)\,T_в/\Delta u. \qquad (8.72)$$

Величина Δu зависит от коэффициента насыщения $K_{нас}$ магнитной системы в установившемся режиме. При значениях

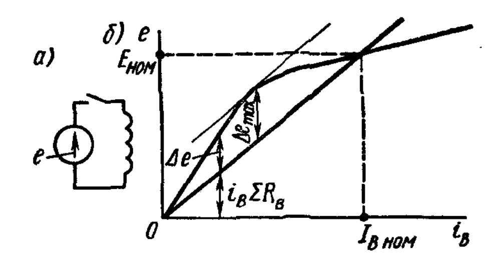


Рис. 8.54. Контур «якорь-обмотка возбуждения» и график $l = f(i_в)$ для генератора с параллельным возбуждением

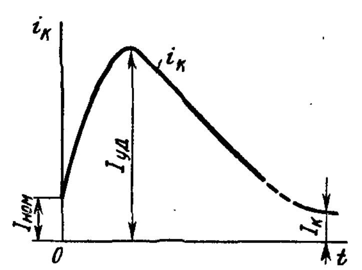


Рис. 8.55. График изменения тока якоря при коротком замыкании генератора с параллельным возбуждением

$k_{нас} = 1{,}5 \div 3{,}0$ величина $\Delta u_{max} \approx (0{,}25 \div 0{,}5)$ и время самовозбуждения больше указанного значения.

Внезапное короткое замыкание. Как показано выше, при установившемся коротком замыкании генератора с параллельным возбуждением ток к. з. $I_к$ составляет примерно $(0{,}4-0{,}8)I_{ном}$, так как он создается только ЭДС от остаточного магнетизма $E_{ост}$. Однако при внезапном коротком замыкании этот ток может достигать больших значений и представлять опасность для генератора.

Для упрощения анализа возникающего при этом переходного процесса примем, что $L_в = L_{в.ср} = \text{const}$, щетки расположены на геометрической нейтрали и пренебрежем действием реакции якоря и вихревых токов в магнитопроводе машины. Переходный процесс, возникающий при коротком замыкании генератора, работающего при номинальных напряжении и нагрузке, можно описать: для цепи возбуждения уравнением (8.59) и для цепи якоря уравнением

$$e = i_a \sum R_a + L_a di_a/dt. \tag{8.73}$$

Решая уравнения (8.59) и (8.73) при начальных условиях $i_a(0) = 0$, $i_{в0} = I_{в.ном}$; $e_0 = E_{ном}$, получаем

$$i_в = I_{в.ном} e^{-t/T_в}, \tag{8.74}$$

$$i_a = I_к(1 - e^{-t/T_в}) + (E_{ном}/\sum R_a)(e^{-t/T_в} - e^{-t/T_a}), \tag{8.75}$$

где $I_к = E_{ост}/\sum R_a$ – установившийся ток к. з.; $T_a = L_a/\sum R_a$ – постоянная времени цепи якоря, которая принимается $T_a \ll T_в$.

Изменение тока якоря $i_к$ при коротком замыкании показано на рис. 8.55). Ударный ток к. з. составляет $I_{уд} \approx \approx E_{ном}/\sum R_a \approx (6 \div 9) I_{ном}$, т. е. он опасен для генератора. Указанного значения ток достигает при $t \approx (3 \div 4) T_a$.

При коротком замыкании генератора с независимым возбуждением ток возбуждения $I_в$ остается неизменным и при принятых выше допущениях получаем

$$i_a = (E_{ном}/\sum R_a)(1 - e^{-t/T_a}). \tag{8.76}$$

§ 8.9. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ГЕНЕРАТОРА С СЕТЬЮ

Подключение генератора к сети. Рассмотрим параллельную работу генератора, имеющего параллельное или независимое возбуждение, с сетью бесконечно большой мощности, т. е. при условии, что напряжение сети $U = \text{const}$.

Чтобы включить генератор на параллельную работу с сетью, необходимо привести якорь генератора во вращение с номинальной частотой, проверить соответствие полярности щеток генератора и проводов сети и установить такой ток возбуждения, при котором напряжение генератора $U_{г0} = E_0$ равно напряжению сети U. При обеспечении этих условий включение генератора не сопровождается броском тока, так как

$$(U_{г0} - U)/\sum R_a = (E_0 - U)/\sum R_a = 0. \tag{8.77}$$

Условие $U_{г0} = U$ проверяют с помощью нулевого вольтметра V (рис. 8.56, *а*).

Нагрузка генератора. *Чтобы нагрузить генератор, подключенный к сети, необходимо повысить его ЭДС.* Это можно сделать, увеличивая частоту вращения якоря или ток возбуждения. Удобнее, однако, воздействовать на ток возбуждения. Силу тока нагрузки $I_н \approx I_a$ при заданном токе возбуждения можно определить графически по внешним характеристикам генератора *1* и *2*, построенных при различных значениях тока возбуждения (рис. 8.56, *б*). Например, при токе возбуждения $I_{в1}$ (кривая *1*) равенство напряжений генератора $U_г$ и сети U наблюдается в точке A при токе нагрузки $I_н = 0$, т. е. при таком токе возбуждения можно включать генератор в сеть без толчка тока нагрузки. При токе возбуждения $I_{в2}$ внешняя характеристика генератора (кривая *2*) пересекается с линией $U = \text{const}$ в точке B, соответствующей некоторому установившемуся значению $I_{н2}$ тока нагрузки. *Работа генератора в этой точке является устойчивой:* при случайном изменении тока

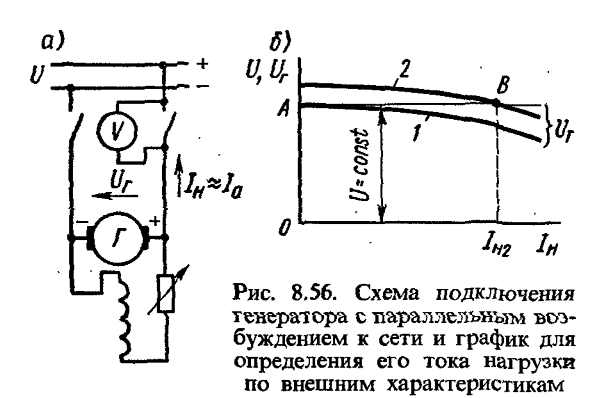


Рис. 8.56. Схема подключения генератора с параллельным возбуждением к сети и график для определения его тока нагрузки по внешним характеристикам

нагрузки, а следовательно, и тока якоря на величину $\Delta I_н \approx \Delta I_a$ возникает переходный процесс, для которого

$$u = e - i_н \sum R_a - L_a di_н/dt = u_г - L_a di_н/dt, \qquad (8.78)$$

где u – напряжение сети; e и $i_н$ – мгновенные значения ЭДС генератора и тока нагрузки при переходном процессе; $u_г$ – мгновенное значение напряжения генератора; L_a – индуктивность цепи обмотки якоря.

Из (8.78) следует, что $di_н/dt = (u_г - u)/L_a$. При случайном увеличении тока нагрузки свыше $I_{н2}$ напряжение генератора $u_г$ становится меньше напряжения сети u; следовательно, производная $di_н/dt < 0$, т. е. ток нагрузки уменьшается, стремясь к установившемуся значению $I_{н2}$. При случайном уменьшении тока ниже $I_{н2}$ напряжение $u_г > u$, производная $di_н/dt > 0$ и ток нагрузки возрастает до установившегося значения $I_{н2}$.

Генератор с последовательным возбуждением устойчиво работать параллельно с сетью не может, так как его напряжение $U_г$ увеличивается при возрастании тока нагрузки $I_н$ (рис. 8.57, *а*). Поэтому при случайном отклонении тока якоря

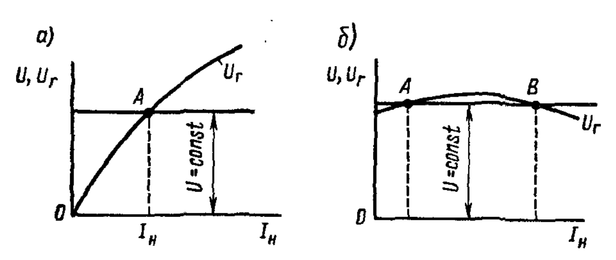


Рис. 8.57. Графики для определения тока нагрузки при подключении к сети генераторов с последовательным и смешанным возбуждением

от некоторого установившегося значения $I_н$, при котором $U_г = U$ (точка A), машина сбрасывает нагрузку или переходит в режим работы, соответствующий большому току.

Внешняя характеристика генератора со смешанным возбуждением (рис. 8.57, *б*) имеет две точки пересечения с прямой $U = \text{const}$. Точка A соответствует неустойчивому режиму работы, а точка B – устойчивому. Однако и *генератор со смешанным возбуждением для параллельной работы с сетью применяют редко, так как для него характерны броски тока при переходе из неустойчивого режима в устойчивый.*

§ 8.10. ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Классификация двигателей. Свойства двигателей постоянного тока как генераторов в основном определяются способом питания обмотки возбуждения. В связи с этим различают двигатели с параллельным, независимым, последовательным и смешанным возбуждением. Схемы включения двигателей отличаются от схем включения соответствующих генераторов только наличием пускового реостата, который вводится для ограничения тока при пуске.

Обратимость электрической машины. Машина постоянного тока с независимым или параллельным возбуждением, подключенная к сети с постоянным напряжением, может работать как в генераторном, так и в двигательном режиме и переходить из одного режима работы в другой.

Для контура «обмотка якоря – сеть», согласно второму закону Кирхгофа,

$$E - U = I_a \sum R_a, \tag{8.79}$$

откуда

$$\boxed{I_a = (E - U)/\sum R_a.} \tag{8.80}$$

Если $E > U$, то ток I_a совпадает по направлению с ЭДС E, и машина работает в генераторном режиме (рис. 8.58, *а*). При этом электромагнитный момент M противоположен направлению вращения n, т. е. является тормозным. Уравнение (8.79) для генераторного режима имеет вид

$$U = E - I_a \sum R_a. \tag{8.81}$$

Если $E < U$, то ток I_a в уравнении (8.79) изменяет знак и направлен против ЭДС E. В соответствии с этим изменяет знак и электромагнитный момент M, т. е. он действует по направлению вращения n. При этом машина работает в двигательном режиме (рис. 8.58, *б*) и уравнение (8.79) принимает

вид

$$U = E + I_a \sum R_a, \quad (8.82)$$

если за положительное направление тока I_a для двигательного режима принять его направление, встречное с ЭДС E.

Таким образом, *генераторы с независимым и параллельным возбуждением, подключенные к сети с напряжением U, автоматически переходят в двигательный режим, если их ЭДС E меньше напряжения сети U. Эти двигатели автоматически переходят в генераторный режим, когда их ЭДС E больше U.*

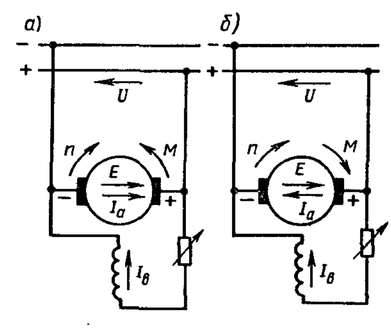


Рис. 8.58. Схемы работы машины постоянного тока в генераторном и двигательном режимах

При работе машины постоянного тока в двигательном режиме ЭДС E и вращающий момент M определяются теми же формулами, что и в генераторном режиме:

$$E = c_e \Phi n; \quad (8.83)$$

$$M = c_M \Phi I_a, \quad (8.84)$$

но момент имеет противоположное направление. Из (8.83) и (8.82) можно получить формулу для определения частоты вращения

$$n = E/(c_e \Phi) = (U - I_a \sum R_a)/(c_e \Phi). \quad (8.85)$$

Двигатель с параллельным возбуждением. В этом двигателе (рис. 8.59, *а*) обмотка возбуждения подключена параллельно с обмоткой якоря к сети. В цепь обмотки возбуждения включен регулировочный реостат $R_{р.в}$, а в цепь якоря – пусковой реостат $R_п$. Характерной особенностью двигателя является то, что его *ток возбуждения $I_в$ не зависит от тока якоря I_a* (тока нагрузки), так как питание обмотки возбуждения по существу независимое. Следовательно, пренебрегая размагничивающим действием реакции якоря, можно приближенно считать, что и поток двигателя не зависит от нагрузки. При этом условии согласно (8.84) и (8.85) получаем, что *зависимости $M = f(I_a)$* и $n = f(I_a)$ (моментная и скоростная характеристики) линейные (рис. 8.59, *б*). Следовательно, *линейна и механическая характеристика двигателя* $n = f(M)$ (рис. 8.60, *а*).

Если в цепь якоря включен добавочный резистор или реостат $R_п$, то

$$n = [U - I_a(\sum R_a + R_п)]/(c_e \Phi) = n_0 - \Delta n, \quad (8.86)$$

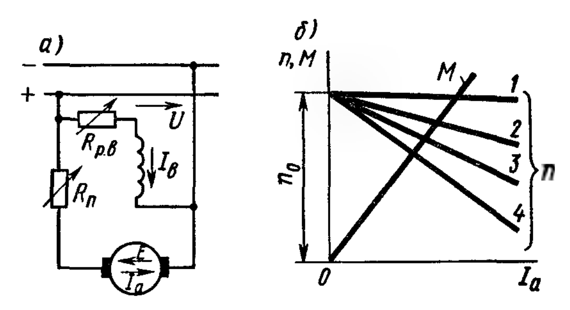


Рис. 8.59. Схема двигателя с параллельным возбуждением и его моментная и скоростная характеристики

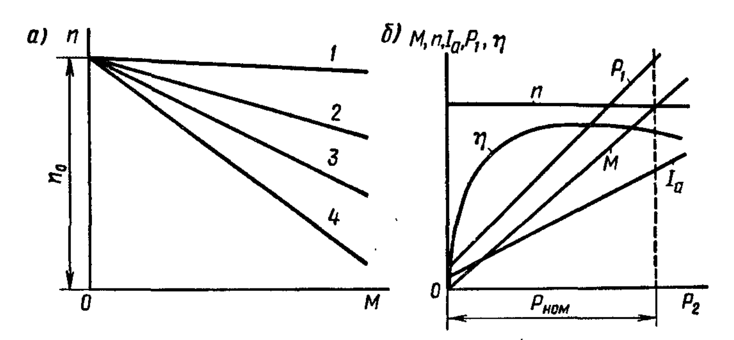


Рис. 8.60. Механические и рабочие характеристики двигателя с параллельным возбуждением

где $n_0 = U/(c_e\Phi)$ – частота вращения при холостом ходе; $\Delta n = (\sum R_a + R_п) I_a/(c_e\Phi)$ – снижение частоты, обусловленное суммарным падением напряжения во всех сопротивлениях, включенных в цепь якоря двигателя.

Величина Δn, зависящая от суммы сопротивлений $\sum R_a + R_п$, определяет наклон скоростной $n = f(I_a)$ и механической $n = f(M)$ характеристик к оси абсцисс. При отсутствии в цепи якоря добавочного сопротивления $R_п$ указанные характеристики жесткие (естественные характеристики *1* на рис. 8.59,*б* и 8.60,*а*), так как падение напряжения $I_a \sum R_a$ в обмотках машины, включенных в цепь якоря, при номинальной нагрузке составляет лишь 3–5 % от $U_{ном}$. При включении добавочного реостата угол наклона этих характеристик возрастает, вследствие чего образуется *семейство реостатных характеристик 2, 3, 4*, соответствующих различным сопротивлениям реостата $R_{п1}$, $R_{п2}$ и $R_{п3}$. Чем больше сопротивление $R_п$, тем больший угол наклона имеет реостатная характеристика, т. е. тем она мягче.

Реакция якоря, уменьшая несколько поток машины Ф при нагрузке, стремится придать естественной механической характеристике отрицательный угол наклона, при котором частота вращения n возрастает с увеличением момента M. Однако двигатель с такой характеристикой в большинстве электроприводов устойчиво работать не может. Поэтому современные двигатели большой и средней мощностей с параллельным возбуждением часто имеют небольшую последовательную обмотку возбуждения, которая придает механической характеристике необходимый наклон. МДС этой обмотки при токе $I_{ном}$ составляет около 10% от МДС параллельной обмотки.

Регулировочный реостат $R_{р.в}$ позволяет изменять ток возбуждения двигателя $I_в$ и его магнитный поток Ф. Как следует из (8.86), при этом изменяется и частота вращения n. *В цепь обмотки возбуждения выключатели и предохранители не устанавливают, так как при разрыве этой цепи и небольшой нагрузке на валу частота вращения двигателя резко возрастает* (двигатель идет в «разнос»). При этом сильно увеличивается ток якоря и может возникнуть круговой огонь.

Рабочие характеристики рассматриваемого двигателя (рис. 8.60, *б*) представляют собой зависимости потребляемой мощности P_1, тока $I_a \approx I_н$, частоты вращения n, момента M и КПД η от отдаваемой мощности P_2 на валу двигателя при $U = \text{const}$ и $I_в = \text{const}$. Характеристики $n = f(P_2)$ и $M = f(P_2)$ являются линейными, а зависимости $P_1 = f(P_2)$, $I_a = f(P_2)$ и $\eta = f(P_2)$ имеют характер, общий для всех электрических машин. Иногда рабочие характеристики строят в зависимости от тока якоря I_a.

Если в двигателе обмотка якоря и обмотка возбуждения подключены к источникам питания с различными напряжениями, то его называют *двигателем с независимым возбуждением*. Такие двигатели применяют в электрических приводах, у которых питание обмотки якоря осуществляется от генератора или полупроводникового преобразователя. *Механические и рабочие характеристики двигателя с независимым возбуждением аналогичны характеристикам двигателя с параллельным возбуждением*, так как у них ток возбуждения $I_в$ также не зависит от тока якоря I_a.

Двигатель с последовательным возбуждением. В этом двигателе (рис. 8.61, *а*) ток возбуждения $I_в = I_a$, поэтому магнитный поток Ф является некоторой функцией тока якоря I_a. Характер этой функции изменяется в зависимости от нагрузки двигателя. При $I_a < (0{,}8 \div 0{,}9)\, I_{ном}$, когда магнитная система машины не насыщена, $\Phi = k_ф I_a$, причем коэффициент пропорциональности $k_ф$ в значительном диапазоне нагрузок остается практически

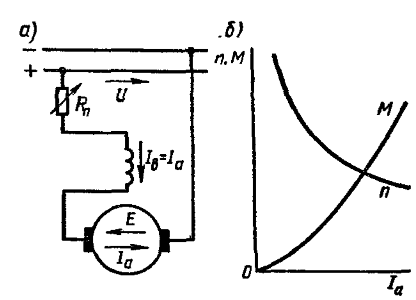


Рис. 8.61. Схема двигателя с последовательным возбуждением и его моментная и скоростная характеристики

постоянным. При дальнейшем возрастании тока якоря поток Φ возрастает медленнее, чем I_a, и при больших нагрузках ($I_a > I_{ном}$) можно считать, что $\Phi \approx const$. В соответствии с этим изменяются в зависимости $n = f(I_a)$ и $M = f(I_a)$.

При $I_a < (0{,}8 \div 0{,}9)\, I_{ном}$ скоростная характеристика двигателя $n = f(I_a)$ (рис. 8.61, *б*) имеет форму гиперболы, так как частота вращения

$$n = \frac{U - I_a \sum R_a}{c_e \Phi} = \frac{U}{c_e k_\Phi I_a} - \frac{I_a \sum R_a}{c_e k_\Phi I_a} = C_1 \frac{U}{I_a} - C_2, \qquad (8.87)$$

где C_1 и C_2 – постоянные.

При $I_a > I_{ном}$ скоростная характеристика становится линейной, так как частота вращения

$$n = \frac{U - I_a \sum R_a}{c_e \Phi} = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{I_a \sum R_a}{c_e \Phi} = C_1' U - C_2' I_a, \qquad (8.88)$$

где C_1' и C_2' – постоянные.

Аналогично можно получить зависимость электромагнитного момента от тока якоря $M = f(I_a)$. При $I_a < (0{,}8 \div 0{,}9)\ I_{ном}$ моментная характеристика $M = f(I_a)$ имеет форму параболы (рис. 8.61, *б*), так как электромагнитный момент

$$M = c_M \Phi I_a = c_M k_\Phi I_a^2 = C_3 I_a^2, \qquad (8.89)$$

где C_3 – постоянная.

При $I_a > I_{ном}$ моментная характеристика линейная, так как

$$M = c_M \Phi I_a = C_3' I_a, \qquad (8.90)$$

где C_3' – постоянная.

Механические характеристики $n = f(M)$ (рис. 8.62, *а*) можно построить на основании зависимостей $n = f(I_a)$ и $M = f(I_a)$. При $I_a < (0{,}8 \div 0{,}9)\ I_{ном}$ частота вращения изменяется по закону

$$n = \frac{U}{c_e k_\Phi \sqrt{M/(c_M k_\Phi)}} - \frac{\sum R_a}{c_e k_\Phi} = C_4 \frac{U}{\sqrt{M}} - C_2, \qquad (8.91)$$

где C_4 – постоянная.

При $I_a > I_{ном}$ зависимость $n = f(M)$ становится линейной

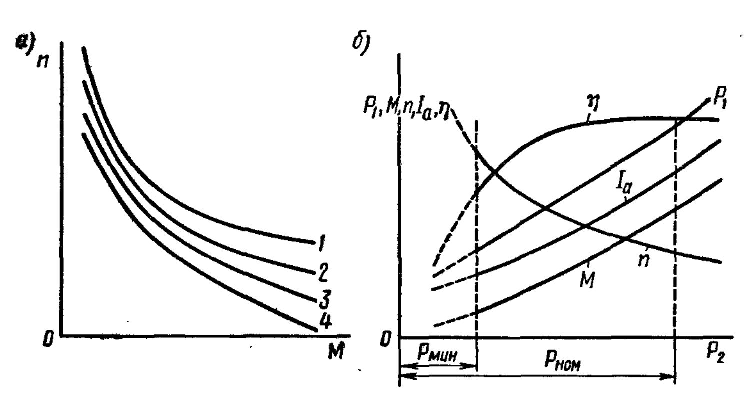


Рис. 8.62. Механические и рабочие характеристики двигателя с последовательным возбуждением

Включая в цепь якоря пусковые реостаты с сопротивлениями $R_{п1}$, $R_{п2}$ и $R_{п3}$ кроме естественной характеристики *1* можно получить семейство реостатных характеристик *2*, *3* и *4*, причем, чем больше $R_п$, тем ниже располагается характеристика.

Рабочие характеристики двигателя с последовательным возбуждением приведены на рис. 8.62, *б*. Зависимости $n = f(P_2)$, $M = f(P_2)$ являются нелинейными; зависимости $P_1 = f(P_2)$, $I_a = f(P_2)$ и $\eta = f(P_2)$ имеют примерно такой же характер, как и у двигателя с параллельным возбуждением.

Из рассмотрения рис. 8.62, *а* следует, что *механические характеристики рассматриваемого двигателя (естественная и реостатные) являются мягкими и имеют гиперболический характер.* При малых нагрузках частота вращения *n* резко возрастает и может превысить максимально допустимое значение (двигатель идет в «разнос»). Поэтому *такие двигатели нельзя применять для привода механизмов, работающих в режиме холостого хода или при небольшой нагрузке* (различные станки, транспортеры и пр.). Обычно минимально допустимая нагрузка составляет (0,2÷0,25) $I_{ном}$; только двигатели малой мощности (десятки ватт) используют для работы в устройствах, где возможен холостой ход. Чтобы предотвратить возможность работы двигателя без нагрузки, его соединяют с приводным механизмом жестко (зубчатой передачей или глухой муфтой); применение ременной передачи или фрикционной муфты для включения недопустимо.

Несмотря на указанный недостаток, двигатели с последовательным возбуждением широко применяют в различных электрических приводах, особенно *там, где имеется изменения нагрузочного момента в широких пределах и тяжелые*

условия пуска (грузоподъемные и поворотные механизмы, тяговый привод и пр.). Это объясняется тем, что мягкая характеристика рассматриваемого двигателя более благоприятна для указанных условий работы, чем жесткая характеристика двигателя с параллельным возбуждением. При жесткой характеристике частота вращения n почти не зависит от момента M, поэтому мощность

$$P_2 = M\omega = 2\pi nM/60 = C_5M, \tag{8.92}$$

где C_5 – постоянная.

При мягкой характеристике двигателя с последовательным возбуждением частота вращения n обратно пропорциональна $\sqrt{M}$, вследствие чего

$$P_2 = M\omega = 2\pi nM/60 = C'_5\sqrt{M}, \tag{8.93}$$

где C_5 – постоянная.

Поэтому при изменении нагрузочного момента в широких пределах мощность P_2, а следовательно, *мощность* P_1 *и ток* I_a *у двигателей с последовательным возбуждением изменяются в меньших пределах, чем у двигателей с параллельным возбуждением;* кроме того, они лучше переносят перегрузки. Например, при заданной кратности перегрузки по моменту $M/M_{ном} = k_м$ ток якоря в двигателе с параллельным возбуждением увеличивается в $k_м$ раз, а в двигателе с последовательным возбуждением – только в $\sqrt{k_м}$ раз. Поэтому двигатель с последовательным возбуждением развивает больший пусковой момент, так как при заданной кратности пускового тока $I_п/I_{ном} = k_i$ пусковой момент его $M_п = k_i^2M_{ном}$, а у двигателя с параллельным возбуждением $M_п = k_iM_{ном}$.

Указанные преимущества двигателей с последовательным возбуждением наиболее четко проявляются в простых приводах, не имеющих систем автоматического управления. При наличии таких систем предпочтение всегда отдается двигателям с параллельным или независимым возбуждением, у которых с помощью регуляторов тока возбуждения можно получить требуемую форму механической характеристики, например гиперболическую.

Двигатель со смешанным возбуждением. В этом двигателе (рис. 8.63, *а*) магнитный поток Ф создается в результате совместного действия двух обмоток возбуждения – параллельной и последовательной. Поэтому его механические характеристики (рис. 8.63, *б*, кривые *3* и *4*) располагаются между характеристиками двигателей с параллельным (прямая *1*) и последовательным (кривая *2*) возбуждением. В зависимости от соотношения МДС параллельной и последовательной обмоток при

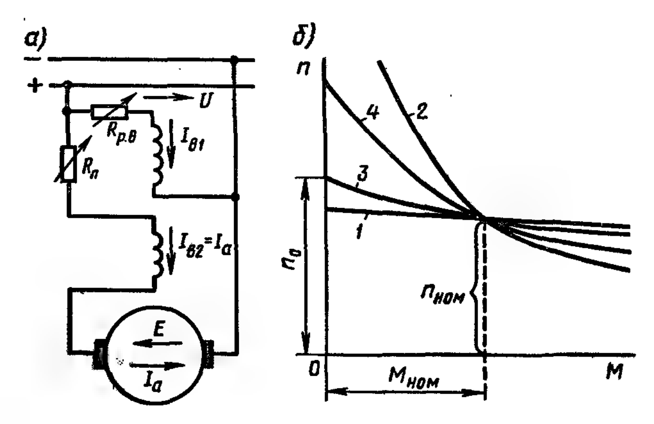


Рис. 8.63. Схема двигателя со смешанным возбуждением и его механические характеристики

номинальном режиме можно приблизить характеристики двигателя со смешанным возбуждением к характеристике *1* (при малой МДС последовательной обмотки) или к характеристике *2* (при малой МДС параллельной обмотки). Одним из достоинств двигателя со смешанным возбуждением является то, что он, обладая мягкой механической характеристикой, может работать при холостом ходе, так как его частота вращения n_0 имеет конечное значение.

§ 8.11. ПУСК ДВИГАТЕЛЕЙ

Способы пуска. Для двигателей постоянного тока могут быть применены три способа пуска:

1) прямой, при котором обмотка якоря подключается непосредственно к сети;

2) реостатный, при котором в цепь якоря включается пусковой реостат для ограничения тока;

3) путем плавного повышения питающего напряжения, которое подается на обмотку якоря.

Прямой пуск. Обычно в двигателях постоянного тока падение напряжения $I_{\text{ном}}\sum R_a$ во внутреннем сопротивлении цепи якоря составляет 5—10% от $U_{\text{ном}}$, поэтому при прямом пуске ток якоря $I_п = U_{\text{ном}}/\sum R_a = (10 \div 20)\, I_{\text{ном}}$, что создает опасность поломки вала машины и вызывает сильное искрение под щетками. Поэтому *прямой пуск применяют в основном для двигателей малой мощности* (до нескольких сотен ватт), в которых сопротивление $\sum R_a$ относительно велико, и лишь в отдельных

случаях для двигателей с последовательным возбуждением мощностью в несколько киловатт. При прямом пуске таких двигателей $I_п = (4 \div 6) I_{ном}$.

Переходный процесс изменения частоты вращения n и тока якоря i_a в процессе пуска определяется нагрузкой двигателя и его электромеханической постоянной времени $T_м$. Для установления характера изменения n и i_a при пуске двигателей с параллельным возбуждением исходим из таких уравнений:

$$U = c_e \Phi n + i_a \sum R_a + L_a di_a/dt; \qquad (8.94)$$

$$M = c_м \Phi i_a = J d\omega/dt + M_н = J(2\pi/60)\, dn/dt + M_н, \qquad (8.95)$$

где J – момент инерции вращающихся масс электродвигателя и сочлененного с ним производственного механизма; $M_н$ – тормозной момент, создаваемый нагрузкой.

Из (8.95) определяем ток якоря

$$i_a = [2\pi J/(60 c_м \Phi)]\, dn/dt + M_н/(c_м \Phi). \qquad (8.96)$$

Подставляя его значение в (8.94), получаем

$$U = c_e \Phi n + [2\pi J \sum R_a/(60 c_м \Phi)]\, dn/dt + $$
$$+ M_н \sum R_a/(c_м \Phi) + [L_a 2\pi J/(60 c_м \Phi)]\, d_2 n/dt^2 \qquad (8.97)$$

или

$$T_a T_м d_2 n/dt^2 + T_м dn/dt + n = n_0 - \Delta n_н = n_н, \qquad (8.98)$$

где $n_0 = U/c_e\Phi$ – частота вращения при идеальном холостом ходе; $\Delta n_н = M_н \sum R_a/(c_м c_e \Phi^2) = I_н \sum R_a/(c_e \Phi)$ – уменьшение частоты вращения при переходе от холостого хода к нагрузке; $n_н = n_0 - \Delta n_н$ – установившаяся частота вращения; $T_м = 2\pi J \sum R_a/(60 c_м c_e \Phi^2)$ – электромеханическая постоянная времени; $T_a = L_a/\sum R_a$ – электромагнитная постоянная времени; значения $T_м$ и T_a определяют скорость протекания переходного процесса.

Аналогичное уравнение можно получить для изменения тока якоря i_a. Для этого достаточно проинтегрировать уравнение (8.96), подставить найденное значение n в (8.97), а затем для исключения интеграла $\int idt$ продифференцировать полученное выражение. В результате будем иметь

$$T_a T_м d_2 i_a/dt^2 + T_м di_a/dt + i_a = I_н, \qquad (8.99)$$

где $I_н = M_н/c_м\Phi$ – установившийся ток якоря после окончания переходного процесса.

Решая дифференциальные уравнения (8.98) и (8.99) при начальных условиях – при $t = 0$ $n(0) = 0$ и $i_a(0) = I_н$, получаем

$$n = n_н \left[1 + \frac{T_a}{\sqrt{1 - 4T_a/T_м}} (p_2 e^{p_1 t} - p_1 e^{p_2 t})\right]; \qquad (8.100)$$

$$i_a = I_н + [(I_{нач} - I_н)/\sqrt{1 - 4T_a/T_м}]\,(e^{p_2 t} - e^{p_1 t}), \qquad (8.101)$$

где $I_{нач} = U/\sum R_a$ – начальный пусковой ток; p_1 и p_2 – корни характеристического уравнения

$$p^2 + p/T_a + 1/(T_м T_a) = 0; \qquad (8.102)$$

$$p_{1,2} = [-1/(2T_a)]\,(1 \mp \sqrt{1 - 4T_a/T_м}). \qquad (8.103)$$

Из (8.102) и (8.103) следует, что характер переходного процесса зависит от вида корней p_1 и p_2 характеристического уравнения. При действительных корнях ($T_м > 4T_a$) происходит апериодический процесс изменения i_a и n. Сначала ток i_a возрастает (рис. 8.64, *а*) согласно уравнению

$$i_a = I_{нач}(1 - e^{-t/T_a}). \qquad (8.104)$$

Затем по истечении времени $t_з$ якорь двигателя начинает вращаться, частота вращения n возрастает и возникающая в обмотке якоря ЭДС стремится уменьшить ток i_a. Время запаздывания $t_з$ можно определить путем подстановки в (8.104) значения тока $i_a = I_н$, соответствующего данному моменту нагрузки $M_н$:

$$t_з = T_a \ln [I_{нач}/(I_{нач} - I_н)]. \qquad (8.105)$$

В действительности время $t_з$ несколько больше значения, полученного по формуле (8.105) из-за тормозящего действия вихревых токов, возникающих в массивных частях магнитопровода машины.

Максимальное значение тока якоря можно определить, продифференцировав выражение (8.101) и приравняв полученное выражение нулю.

При этом

$$I_{max} = [-U/(p_2 L_a)]\,(p_2/p_1)^{p_1/(p_1 - p_2)}. \qquad (8.106)$$

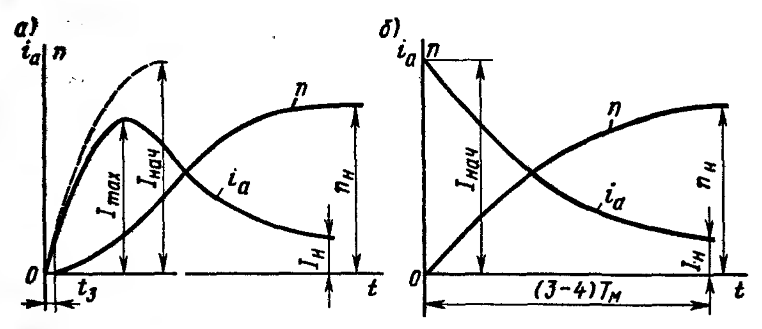


Рис. 8.64. Графики изменения частоты вращения и тока якоря при прямом пуске двигателя с параллельным возбуждением

Пунктиром на рис. 8.64, *а* показано, как возрастает ток i_a, если якорь не сможет прийти во вращение.

В большинстве случаев время протекания электромагнитных переходных процессов гораздо меньше чем механических; в этом случае можно принять $T_a = 0$. При этом получим следующие уравнения, характеризующие изменение n и i_a при пуске двигателя:

$$n = n_{\text{н}}(1 - e^{-t/T_{\text{м}}}); \qquad (8.100\,\text{а})$$

$$i_a = (I_{\text{нач}} - I_{\text{н}})\, e^{-t/T_{\text{м}}} + I_{\text{н}}. \qquad (8.101\,\text{а})$$

На рис. 8.64, *б* приведены построенные по этим уравнениям зависимости n и i_a.

Время переходного процесса при пуске принимается равным $(3 \div 4)\, T_{\text{м}}$. За это время частота вращения n достигает $(0{,}95 - 0{,}98)$ от установившегося значения $n_{\text{н}}$, а ток якоря I_a также приближается к установившемуся значению.

Реостатный пуск. Этот способ получил наибольшее применение. В начальный момент пуска при $n = 0$ ток $I_{\text{п}} = U/(\sum R_a + R_{\text{п}})$. Максимальное сопротивление пускового реостата $R_{\text{п}}$ подбирается так, чтобы для машин большой и средней мощности ток якоря при пуске $I_{\text{п}} = (1{,}4 \div 1{,}8)\, I_{\text{ном}}$, а для машин малой мощности $I_{\text{п}} = (2 \div 2{,}5)\, I_{\text{ном}}$.

Рассмотрим процесс реостатного пуска на примере двигателя с параллельным возбуждением. *В начальный период пуск осуществляется по реостатной характеристике 6* (рис. 8.65, *а*), *соответствующей максимальному значению сопротивления* $R_{\text{п}}$ *пускового реостата*; при этом двигатель развивает максимальный пусковой момент $M_{\text{пmax}}$. Регулировочный реостат $R_{\text{р.в}}$ в этом случае выводится так, чтобы ток возбуждения $I_{\text{в}}$ и поток Φ были максимальными. По мере разгона момент двигателя уменьшается, так как с увеличением частоты вращения возрастает ЭДС E и уменьшается ток якоря $I_a = (U - E)/(\sum R_a + R_{\text{п}})$. При достижении некоторого значения $M_{\text{пmin}}$ часть сопротивления пускового реостата выводится, вследствие чего момент снова возрастает до $M_{\text{пmax}}$. При этом двигатель переходит на работу по реостатной характеристике *5* и разгоняется до значения $M_{\text{пmin}}$.

Таким образом, *уменьшая постепенно сопротивление пускового реостата, осуществляют разгон двигателя* по отдельным отрезкам реостатных характеристик *6*, *5*, *4*, *3* и *2* (см. жирные линии на рис. 8.65, *а*) до выхода на естественную характеристику *1*. Средний вращающий момент при пуске $M_{\text{п.ср}} = 0{,}5\,(M_{\text{пmax}} + M_{\text{пmin}}) = \text{const}$, вследствие чего двигатель разгоняется с некоторым постоянным ускорением. Таким же способом пускается в ход двигатель с последовательным возбуждением (рис. 8.65, *б*). Количество ступеней пускового реостата зави-

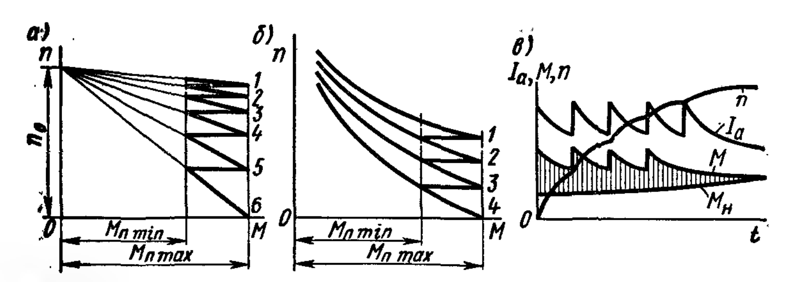


Рис. 8.65. Графики изменения частоты вращения, момента и тока якоря при реостатном пуске двигателя с параллельным и последовательным возбуждением

сит от жесткости естественной характеристики и требований, предъявляемых к плавности пуска (допустимой разности $M_{пmax} - M_{пmin}$). Пусковые реостаты рассчитывают на кратковременную работу под током.

При выводе отдельных ступеней пускового реостата ток якоря I_a достигает некоторого максимального значения (рис. 8.65, *в*), а затем уменьшается до минимального значения. В соответствии с изменением тока якоря изменяется и электромагнитный момент M. Заштрихованная на рис. 8.65, *в* область соответствует значениям динамического момента $M_{дин} = M - M_н$, обеспечивающего разгон двигателя до установившейся частоты вращения.

Пуск путем плавного повышения питающего напряжения. При реостатном пуске возникают довольно значительные потери энергии в пусковом реостате. Этот недостаток можно устранить, если пуск двигателя осуществить путем плавного повышения напряжения, подаваемого на его обмотку. Однако для этого необходимо иметь отдельный источник постоянного тока с регулируемым напряжением (генератор или управляемый выпрямитель). Такой источник используют также для регулирования частоты вращения двигателя (см. § 8.12).

§ 8.12. ПРИНЦИПЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ

Способы регулирования частоты вращения. Частота вращения двигателя постоянного тока

$$n = [U - I_a(\sum R_a + R_{доб})]/(c_e\Phi). \qquad (8.107)$$

Следовательно, ее можно регулировать тремя способами: 1) включением добавочного реостата $R_{доб}$ в цепь обмотки

якоря; 2) изменением магнитного потока Ф; 3) изменением питающего напряжения U.

На примере двигателя с параллельным возбуждением рассмотрим принципиальные особенности, свойственные этим способам регулирования.

Включение реостата в цепь якоря. При включении реостата в цепь якоря частота вращения с ростом нагрузки уменьшается более резко, чем при работе двигателя без реостата:

$$n = \frac{U - I_a(\sum R_a + R_{доб})}{c_e\Phi} = \frac{U}{c_e\Phi} - \frac{I_a(\sum R_a + R_{доб})}{c_e\Phi} = n_0 - \Delta n. \tag{8.108}$$

Это показано на рис. 8.66, где приведены скоростные и механические характеристики двигателя с параллельным возбуждением: *1* – естественная (при $R_{доб} = 0$); *2* – реостатная (при $R_{доб} > 0$). Частоты вращения при холостом ходе для обеих характеристик равны, значения Δn (уменьшение частоты вращения при нагрузке) различны. При одном и том же токе якоря $\Delta n_{ест}/\Delta n_{реост} = \sum R_a/(\sum R_a + R_{доб})$. Чем больше добавочное сопротивление $R_{доб}$, тем круче с увеличением нагрузки падает частота вращения.

Механические характеристики $n = f(M)$ двигателя с параллельным возбуждением можно получить из скоростных характеристик $n = f(I_a)$ путем изменения масштаба по оси абсцисс, так как для двигателя этого типа $M = c_M\Phi I_a = cI_a$ (момент пропорционален току якоря).

Основным недостатком данного метода регулирования является возникновение больших потерь энергии в реостате (особенно при низких частотах вращения), что видно из соотношения

$$\Delta n/n_0 = I_a(\sum R_a + R_{доб})/U = I_a^2(\sum R_a + R_{доб})/(UI_a) = \Delta P_{эл}/P_1, \tag{8.109}$$

где $\Delta P_{эл}$ – электрические потери в цепи якоря; P_1 – мощность, подведенная к якорю.

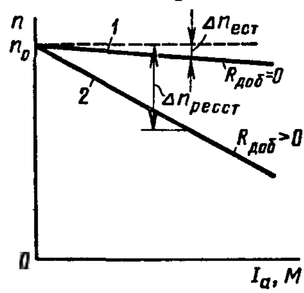


Рис. 8.66. Скоростные и механические характеристики двигателя с параллельным возбуждением при регулировании частоты вращения путем включения реостата в цепь якоря

Решая уравнение (8.109) относительно $\Delta P_{эл}$, получаем

$$\Delta P_{эл} = P_1 \Delta n / n_0 = P_1 (n_0 - n)/n_0, \qquad (8.110)$$

т. е. с уменьшением частоты вращения якоря потери линейно возрастают.

Очевидно, что данный способ позволяет только уменьшать частоту вращения (по сравнению с частотой при естественной характеристике). Иногда существенным является то обстоятельство, что при включении в цепь якоря значительного сопротивления характеристики двигателя становятся крутопадающими (мягкими), вследствие чего небольшие изменения нагрузочного момента приводят к большим изменениям частоты вращения.

Изменение магнитного потока. Чтобы изменить магнитный поток, необходимо регулировать ток возбуждения двигателя. При различных магнитных потоках Φ_1 и Φ_2 частота вращения определяется формулами

$$\left.\begin{aligned} n_1 &= \frac{U - I_a \sum R_a}{c_e \Phi_1} = \frac{U}{c_e \Phi_1} - \frac{I_a \sum R_a}{c_e \Phi_1} = n_{01} - \Delta n_1; \\ n_2 &= \frac{U - I_a \sum R_a}{c_e \Phi_2} = \frac{U}{c_e \Phi_2} - \frac{I_a \sum R_a}{c_e \Phi_2} = n_{02} - \Delta n_2. \end{aligned}\right\} \qquad (8.111)$$

В двигателе с параллельным возбуждением, например, частота вращения при холостом ходе и падение частоты вращения изменяются обратно пропорционально изменению магнитного потока:

$$n_{02}/n_{01} = \Delta n_2 / \Delta n_1 = \Phi_1 / \Phi_2. \qquad (8.112)$$

Таким образом, скоростные характеристики *1* и *2* двигателя при различных магнитных потоках Φ_1 и Φ_2 не являются параллельными (рис. 8.67, *а*). Эти характеристики пересекаются в точке *А* при частоте вращения, равной нулю, так как в данном случае ток $I_{ак}$ не зависит от потока:

$$I_{ак} = U / \sum R_a \qquad (8.113)$$

и определяется значениями напряжения и сопротивления цепи якоря. Значение тока $I_{ак}$ при $n = 0$ называют *током короткого замыкания.*

Механические характеристики для двигателя с параллельным возбуждением строят на основании следующих соображений. Каждая из механических характеристик является практически линейной (если пренебречь реакцией якоря) и может быть построена по двум точкам: точке холостого хода, в которой момент равен нулю, и точке короткого замыкания, в которой момент максимален.

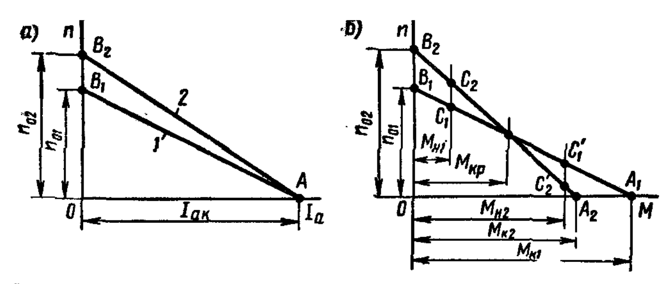


Рис. 8.67. Скоростные и механические характеристики двигателя с параллельным возбуждением при регулировании частоты вращения путем изменения магнитного потока

Сравнивая моменты при коротком замыкании, соответствующие различным значениям магнитного потока, получаем

$$M_{к1}/M_{к2} = c_M\Phi_1 I_{ак}/(c_M\Phi_2 I_{ак}) = \Phi_1/\Phi_2. \qquad (8.114)$$

Таким образом, с уменьшением магнитного потока частота вращения при холостом ходе возрастает, а момент при коротком замыкании снижается. Следовательно, механические характеристики, построенные при различных значениях магнитного потока, пересекаются при некотором значении момента $M_{кр}$ и частоте вращения, меньшей частоты вращения при холостом ходе, но большей нуля (рис. 8.67, *б*). Из рассмотрения механических характеристик видно, что *при значениях нагрузочного момента, меньших $M_{кр}$, уменьшение потока ведет к увеличению частоты вращения* (см. точки C_1 и C_2 при нагрузочном моменте $M_{н1}$). При значениях нагрузочного момента, больших $M_{кр}$, уменьшение потока приводит к уменьшению частоты вращения (см. точки C_1' и C_2' при нагрузочном моменте $M_{н2}$).

В двигателях параллельного возбуждения средней и большой мощности уменьшение потока используют для повышения частоты вращения (рис. 8.68, *а*). В микродвигателях, наоборот, магнитный поток уменьшают для снижения частоты вращения.

Аналогично располагаются и механические характеристики у двигателей с последовательным возбуждением; в двигателях большой и средней мощности при уменьшении магнитного потока частота вращения возрастает (рис. 8.68, *б*).

Уменьшение магнитного потока в двигателях последовательного возбуждения осуществляют путем включения регулировочного реостата $R_{р.в}$ параллельно обмотке возбуждения *ОВ* (рис. 8.69), вследствие чего ток возбуждения

$$I_в = I_a R_{р.в}/(R_в + R_{р.в}) = \beta I_a, \qquad (8.115)$$

где $R_{р.в}$ – сопротивление регулировочного реостата, включен-

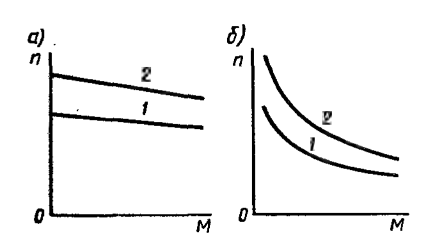


Рис. 8.68. Механические характеристики двигателей:

1 – при нормальном возбуждении; *2* – при уменьшении магнитного потока

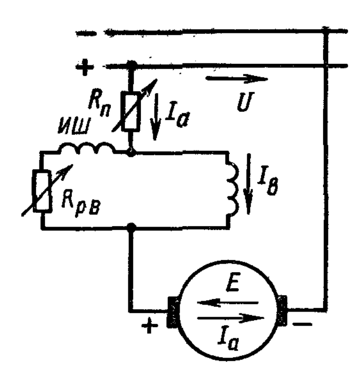


Рис. 8.69. Схема включения регулировочного реостата в двигателе с последовательным возбуждением

ного параллельно обмотке возбуждения; $\beta = I_в/I_a$ – коэффициент регулирования возбуждения.

При включении реостата $R_{р.в}$ параллельно обмотке возбуждения требуемое распределение тока I_a между обмоткой и реостатом обеспечивается только при стационарном режиме. При переходных процессах, когда токи I_a и $I_в$ изменяются, в обмотке возбуждения возникает значительная ЭДС самоиндукции, под действием которой ток $I_в$ уменьшается по сравнению с его значением при стационарном режиме, а ток $I_{р.в}$ возрастает, т. е. происходит значительное ослабление возбуждения. Наиболее опасен этот режим для двигателей электрифицированного транспорта (электровозов, электропоездов, трамваев, троллейбусов). При отключении двигателя от сети и последующем включении (при отрыве токоприемника от контактного провода) в первый момент почти весь ток I_a идет по реостату $R_{р.в}$, а ток $I_в$ весьма мал. Это приводит к значительному возрастанию тока I_a из-за резкого уменьшения ЭДС E, индуцированной в обмотке якоря. Практически при этих условиях возникает резкий бросок тока I_a, сопровождающийся нарушением нормальной коммутации и образованием кругового огня.

Чтобы обеспечить при переходных процессах такое же распределение тока I_a между обмоткой возбуждения и реостатом $R_{р.в}$, как и при стационарном режиме, последовательно с реостатом включают индуктивный шунт *ИШ* (катушку с ферромагнитным сердечником). Индуктивность его выбирают так, чтобы отношение индуктивностей реостата и обмотки возбуждения было приблизительно равно отношению их сопротивлений.

Рассмотренный способ регулирования весьма прост и экономичен, поэтому его широко применяют на практике. Однако при этом регулирование частоты вращения можно осуществить только в сравнительно небольшом диапазоне; обычно $n_{max}/n_{min} = 2 \div 5$. Нижний предел n_{min} ограничивается насыщением магнитной цепи машины, которое не позволяет увеличивать в значительной степени магнитный поток. Верхний предел n_{max} определяется условиями устойчивости (при сильном уменьшении Ф двигатель идет в «разнос»), а также тем, что при глубоком ослаблении возбуждения резко увеличивается искажающее действие реакции якоря и возрастает реактивная ЭДС, что повышает опасность возникновения искрения на коллекторе и появления кругового огня. Поэтому двигатели, предназначенные для работы в режимах глубокого ослабления возбуждения, должны иметь компенсационную обмотку и пониженное значение реактивной ЭДС при номинальном режиме.

Изменение питающего напряжения на зажимах якоря. При изменении питающего напряжения от U_1 до U_2 частоты вращения определяются соответственно формулами

$$n_1 = (U_1 - I_a \sum R_a)/(c_e Ф) = U_1/(c_e Ф) - I_a \sum R_a/(c_e Ф) = n_{01} - \Delta n_1; \quad (8.116)$$

$$n_2 = (U_2 - I_a \sum R_a)/(c_e Ф) = U_2/(c_e Ф) - I_a \sum R_a/(c_e Ф) = n_{02} - \Delta n_2. \quad (8.117)$$

В двигателе с параллельным возбуждением *частота вращения при холостом ходе изменяется пропорционально изменению напряжения*, т. е. $n_{02}/n_{01} = U_2/U_1$, а уменьшение частоты вращения, обусловленное воздействием нагрузки, при $M_н = \text{const}$ остается неизменным: $\Delta n_1 = \Delta n_2 = \text{const}$. В связи с этим скоростные характеристики двигателя с параллельным возбуждением представляют собой семейство параллельных прямых *1*, *2* и *3*

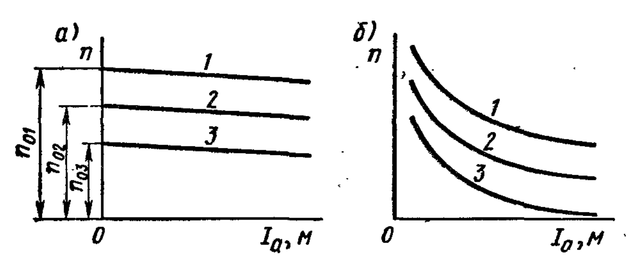


Рис. 8.70. Скоростные и механические характеристики двигателей при регулировании частоты вращения путем изменения напряжения на зажимах якоря

(рис. 8.70, *а*). Механические характеристики $n = f(M)$ получаются из скоростных путем изменения масштаба оси абсцисс, так как момент пропорционален току якоря.

Скоростные и механические характеристики двигателя с последовательным возбуждением строят аналогично (рис. 8.70, *б*).

Регулирование частоты вращения двигателя путем изменения напряжения на зажимах якоря обычно ведут «вниз», т. е. уменьшают напряжение и частоту вращения по сравнению с номинальными.

Изменение направления вращения. Чтобы изменить направление вращения двигателя, необходимо изменить направление электромагнитного момента M, действующего на якорь. Как следует из (8.84), это можно осуществить двумя способами: *путем изменения направления тока I_a в обмотке якоря или изменения направления магнитного потока Ф, т. е. тока возбуждения.* Для этого переключают провода, подводящие ток к обмотке якоря или обмотке возбуждения.

§ 8.13. РАБОТА ДВИГАТЕЛЕЙ В ТОРМОЗНЫХ РЕЖИМАХ

Виды электрического торможения. Электрические двигатели, как правило, используют не только для вращения механизмов, но и для их торможения. Электрическое торможение позволяет быстро остановить механизм или уменьшить его частоту вращения без применения механических тормозов.

Различают три вида электрического торможения двигателей постоянного тока: 1) рекуперативное торможение – генераторное торможение с отдачей электрической энергии в сеть; 2) динамическое или реостатное торможение – генераторное торможение с гашением выработанной энергии в реостате, подключенном к обмотке якоря; 3) электромагнитное торможение – торможение противовключением.

Во всех указанных режимах электромагнитный момент M воздействует на якорь в направлении, противоположном n, т. е. является тормозным.

Рекуперативное торможение. *Двигатель с параллельным возбуждением переходит в режим рекуперативного торможения при увеличении его частоты вращения n* выше $n_0 = U/c_e\Phi$. В этом случае ЭДС машины становится больше напряжения сети и ток согласно (8.80) изменяет свое направление, т. е. двигатель переходит в генераторный режим. В этом режиме машина создает тормозной момент, а выработанная электрическая энергия отдается в сеть и может быть полезно использована.

В машине с параллельным возбуждением (рис. 8.71, *а*) механические характеристики генераторного режима являются

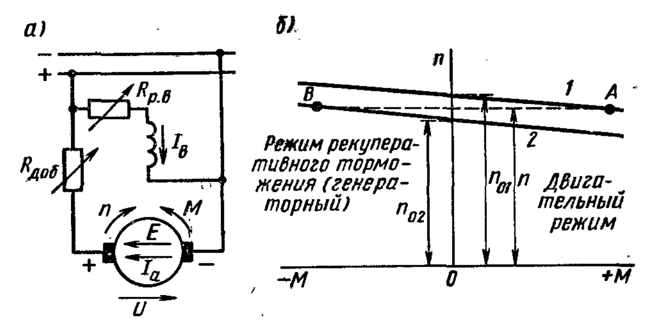


Рис. 8.71. Схема и механические характеристики машины постоянного тока в двигательном и генераторном режимах

продолжением механических характеристик двигательного режима в область отрицательных моментов (рис. 8.71, *б*). Поэтому переход из двигательного режима в генераторный может происходить автоматически, если под действием внешнего момента якорь будет вращаться с частотой $n > n_0$. Можно перевести машину в генераторный режим и принудительно, если перевести ее на работу с характеристики *1* на характеристику *2*, уменьшив n_0 путем увеличения магнитного потока (тока возбуждения) или снижения напряжения, подводимого к двигателю. В этом случае некоторой частоте вращения *n* соответствует на характеристике *1* двигательный режим (точка *A*), а на характеристике *2* – режим рекуперативного торможения (точка *B*).

Двигатели с последовательным возбуждением не могут переходить в режим рекуперативного торможения. При необходимости рекуперативного торможения схему двигателей в тормозном режиме изменяют, превращая двигатели в генераторы с независимым возбуждением.

Двигатели со смешанным возбуждением могут автоматически переходить в генераторный режим, что обусловило их применение в троллейбусах, трамваях и других устройствах с частыми остановками, где двигатель должен обладать мягкой механической характеристикой.

Динамическое торможение. *При этом виде торможения двигателя с параллельным возбуждением обмотку якоря отключают от сети и присоединяют к ней реостат* $R_{доб}$ (рис. 8.72, *а*). При этом машина работает как генератор, создает тормозной момент, но выработанная электрическая энергия бесполезно гасится в реостате. Регулирование тока $I_a = E/(\sum R_a + R_{доб})$, т. е. тормозного момента *M*, осуществляют путем изменения сопротивления $R_{доб}$, подключенного к обмотке якоря

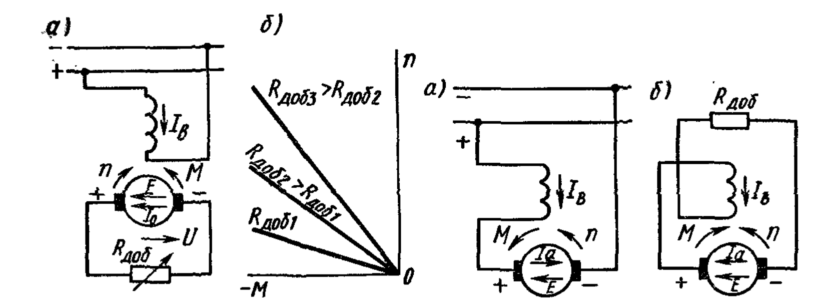


Рис. 8.72. Схема и механические характеристики двигателя с параллельным возбуждением в режиме динамического торможения

Рис. 8.73. Схемы машины с последовательным возбуждением в режимах двигательном (*а*) и динамического торможения (*б*)

(рис. 8.72, *б*), или ЭДС *E* (воздействуют на ток возбуждения). При $n = 0$ тормозной момент *M* равен нулю, следовательно, машина не может быть заторможена в неподвижном состоянии.

Двигатель с последовательным возбуждением может работать в режиме динамического торможения при независимом возбуждении и при самовозбуждении. При независимом возбуждении обмотку возбуждения отключают от обмотки якоря и подключают к питающей сети последовательно с резистором, сопротивление которого выбирают так, чтобы ток возбуждения не превышал номинального значения. При этом механические характеристики двигателя линейные (см. рис. 8.72, *б*). При самовозбуждении при переводе машины в генераторный режим необходимо переключить провода, подводящие ток к обмотке возбуждения (рис. 8.73, *а*, *б*). Последнее необходимо для того, чтобы при изменении направления тока в якоре (при переходе с двигательного режима в генераторный) направление тока в обмотке возбуждения оставалось неизменным и создаваемая этой обмоткой МДС $F_в$ совпадала по направлению с МДС $F_{ост}$ от остаточного магнетизма. В противном случае генераторы с самовозбуждением размагничиваются.

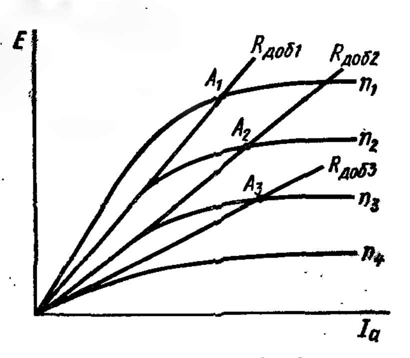


Рис. 8.74. Зависимости ЭДС от тока якоря для двигателя с последовательным возбуждением в режиме динамического торможения

На рис. 8.74 показаны зависимости ЭДС *E* от тока

якоря I_a при различных частотах вращения $(n_1 > n_2 > n_3 > n_4)$ и вольт-амперные характеристики $I_a(\sum R_a + R_{доб}) = f(I_a)$ полного сопротивления, включенного в цепь якоря $(R_{доб1} > R_{доб2} > R_{доб3})$.

Точки пересечения A_1, A_2 и A_3 указанных зависимостей определяют значения тока якоря $I_a = c_e n\Phi/(\sum R_a + R_{доб})$, при котором работает машина в режиме динамического торможения, а следовательно, и значение тормозного момента $-M$. При увеличении n и неизменном значении $R_{доб}$ возрастает ЭДС, ток якоря и тормозной момент.

Самовозбуждение оказывается возможным только при частоте вращения, большей некоторого критического значения $n_{кр}$, при котором вольт-амперная характеристика сопротивления цепи якоря располагается по касательной к зависимости $E = f(I_a)$. Так, например, при подключении к машине реостата с сопротивлением $R_{доб1}$ тормозной режим при частоте вращения n_1 может быть реализован (точка A_1); при уменьшении же ее до значения n_2 он невозможен. На рис. 8.75, *а* показаны зависимости частоты вращения от тока якоря, а на рис. 8.75, *б* — механические характеристики двигателя при работе в режиме динамического торможения. В соответствии с рис. 8.74 при увеличении $R_{доб}$ динамическое торможение оказывается возможным при более высоких частотах вращения $(n_{кр1} > n_{кр2} > n_{кр3})$.

Двигатель со смешанным возбуждением также может работать в режиме динамического торможения.

Электромагнитное торможение. *В этом режиме изменяют направление электромагнитного момента М, сохраняя неизменным направление тока из сети*, т. е. момент делают тормозным. Последнее осуществляют так же, как и при изменении направления вращения двигателя — путем переключения прово-

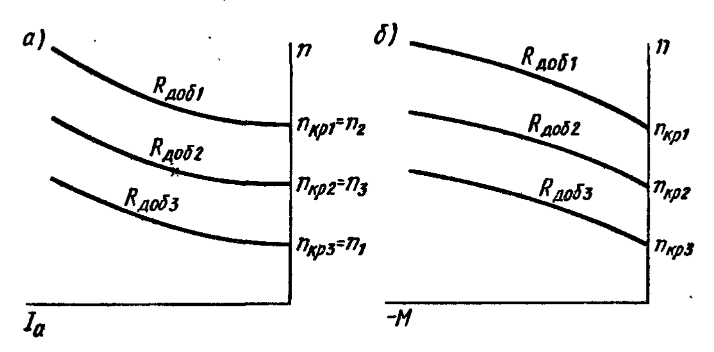


Рис. 8.75. Зависимость частоты вращения от тока двигателя в режиме динамического торможения якоря (*а*) и механические характеристики (*б*)

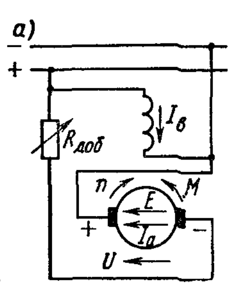
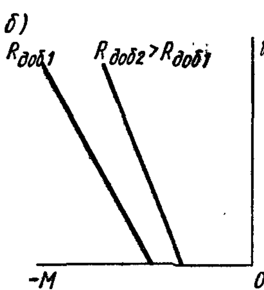
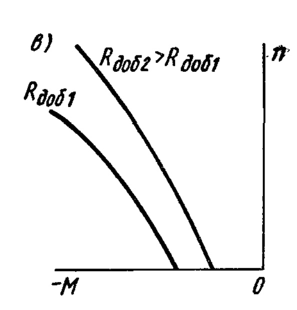


Рис. 8.76. Схема и механические характеристики двигателей в режиме электромагнитного торможения





дов, подводящих ток к обмотке якоря (рис. 8.76, *а*) или к обмотке возбуждения. Чтобы ограничить значение тока в этом режиме, в цепь обмотки якоря вводят добавочное сопротивление $R_{доб}$. Регулирование тока $I_a = (U + E)/(\sum R_a + R_{доб})$, т. е. тормозного момента M, осуществляют путем изменения сопротивления $R_{доб}$ или ЭДС E (тока возбуждения $I_в$). Механические характеристики в этом режиме для двигателей с параллельным и последовательным возбуждением показаны на рис. 8.76, *б* и *в*.

С энергетической точки зрения электромагнитное торможение является наиболее невыгодным, поскольку машина потребляет как механическую, так и электрическую энергию, которые гасятся в обмотке якоря и во включенном в ее цепь реостате. Однако при этом способе можно получать большие тормозные моменты при низких частотах вращения и даже при $n = 0$, поскольку в этом случае ток $I_a = U/(\sum R_a + R_{доб})$.

§ 8.14. СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ

Описанные принципы регулирования частоты вращения в двигательных и тормозных режимах находят свою практическую реализацию в четырех основных методах управления: 1) реостатно-контакторное управление; 2) управление по системе «генератор – двигатель»; 3) управление по системе «управ-

ляемый выпрямитель – двигатель»; 4) импульсное управление. Подробное исследование этих способов управления дается в курсах электропривода и теории автоматического регулирования. Здесь рассмотрены только основные положения, имеющие непосредственное отношение к теории электрических машин.

Реостатно-контакторное управление. В настоящее время это управление применяют весьма широко для регулирования частоты вращения двигателей малой и средней мощностей, а иногда и для регулирования мощных двигателей (на железнодорожном транспорте).

Обычно при реостатно-контакторном управлении используют два метода регулирования: 1) при частотах вращения, меньших номинальной, в цепь якоря включают реостат; 2) при повышенных частотах вращения регулируют ток возбуждения. Машины малой мощности при отсутствии автоматизированного управления имеют два регулировочных реостата с ручным приводом, один из которых включен в цепь якоря, а другой – в цепь возбуждения. При больших мощностях, а также при необходимости автоматизации процесса, значения их сопротивлений изменяют ступенчато (рис. 8.77) с помощью контакторов. Если требуется точное регулирование, то число контакторов должно быть очень большим, при этом вся установка становится громоздкой, дорогой и сравнительно малонадежной.

В двигателях с параллельным возбуждением реостатно-контакторное управление позволяет в зоне высоких частот вращения осуществлять рекуперативное торможение путем увеличения тока возбуждения; в зоне низких частот вращения применяют динамическое торможение, причем регулирование тормозного усилия осуществляют с помощью того же реостатно-контакторного устройства, которое используют для регулирования двигательного режима (после соответствующего переключения схемы).

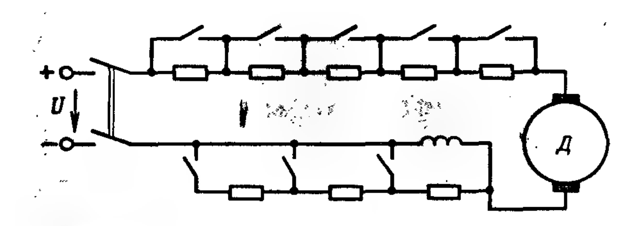


Рис. 8.77. Схема реостатно-контакторного регулирования двигателя с последовательным возбуждением

В связи со сложностью автоматизации и большими расходами, идущими на ремонт и эксплуатацию, реостатно-контакторное управление постепенно заменяют более совершенными методами.

Управление по системе «генератор – двигатель». При этом методе двигатель *Д* получает питание от преобразовательной установки, состоящей из генератора *Г* с независимым возбуждением (рис. 8.78, *а*), который приводят во вращение от какого-либо первичного двигателя *ПД* – электродвигателя, дизеля и пр. Регулирование частоты вращения осуществляют путем изменения: 1) напряжения, подаваемого на обмотку якоря двигателя путем изменения тока возбуждения генератора; 2) магнитного потока двигателя путем регулирования тока возбуждения двигателя.

Пуск двигателя и получение низких частот вращения происходят при максимальном токе возбуждения двигателя, но при уменьшенном токе возбуждения генератора, т. е. при пониженном напряжении. После того, как исчерпана возможность повышения напряжения, осуществляют регулирование тока возбуждения, уменьшая магнитный поток двигателя. Направление вращения двигателя изменяют путем изменения полярности подводимого к якорю напряжения, для чего изменяют направление тока в обмотке возбуждения генератора.

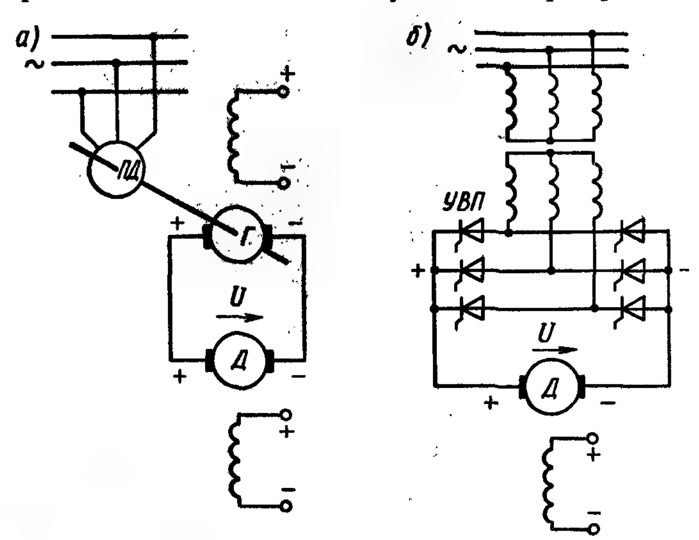


Рис. 8.78. Схемы регулирования двигателя с независимым возбуждением при питании его от генератора и от управляемого выпрямителя

Снижение частоты вращения осуществляют с использованием рекуперативного торможения. Увеличивая ток возбуждения двигателя, а затем постепенно уменьшая ток возбуждения генератора, можно перевести двигатель в генераторный режим и быстро затормозить механизм. При этом накопленная кинетическая энергия якоря и приводимого во вращение механизма отдается в электрическую сеть. Если нагрузка имеет толчкообразный характер, то на валу первичного двигателя, вращающего генератор, ставят маховик, который уменьшает перегрузки первичного двигателя.

Управление по системе «генератор – двигатель» выгодно отличается тем, что оно не требует применения силовых контакторов, реостатов и т. п. Поскольку управление двигателем осуществляется путем регулирования сравнительно небольших токов возбуждения, оно легко поддается автоматизации. Рассматриваемый метод управления получил широкое применение в промышленности и на транспорте, в тех устройствах, где требуется регулирование частоты вращения в широких пределах. В транспортных установках генератор приводится во вращение дизелем. В промышленности для привода генератора обычно используют трехфазные синхронные или асинхронные двигатели. Недостатки этого метода: 1) большие масса, габариты и стоимость преобразовательной установки; 2) сравнительно низкий КПД (около 0,6 – 0,7), так как производится трехкратное преобразование энергии.

Управление по системе «управляемый выпрямитель – двигатель». Развитие полупроводниковой техники позволило применить для регулирования частоты вращения двигателя управляемый выпрямитель, выполненный на тиристорах; одновременно с выпрямлением он осуществляет регулирование выпрямленного напряжения (рис. 8.78, *б*). Применение рассматриваемого метода позволяет увеличить КПД и уменьшить массу преобразовательной установки.

Если требуется быстрый останов механизма с последующим реверсированием, то для осуществления рекуперативного торможения параллельно с выпрямителем включают инвертор, т. е. еще один полупроводниковый преобразователь, позволяющий отдавать электрическую энергию из сети постоянного тока в сеть переменного.

Недостатком рассматриваемого метода является снижение коэффициента мощности при пониженном выходном напряжении. Кроме того, несколько ухудшается коммутация двигателя из-за пульсаций тока якоря, которые особенно велики при питании выпрямителя от сети однофазного тока. Управле-

ние по системе «управляемый выпрямитель — двигатель» в настоящее время получает значительное развитие.

Импульсное управление. В настоящее время широко применяют импульсный метод регулирования частоты вращения двигателей постоянного тока. При этом на двигатель с помощью импульсного регулятора периодически подают импульсы напряжения определенной частоты.

Импульсный регулятор (рис. 8.79, *а*) состоит из входного фильтра $L_ф C_ф$, электронного (транзисторного или тиристорного) ключа *ТК*, обратного диода *ОД* и индуктивности *L*. В период времени τ, когда электронный ключ замкнут (транзистор или тиристор открыт), питающее напряжение U подается полностью на якорь двигателя, и его ток i_a увеличивается (рис. 8.79, *б*); когда электронный ключ разомкнут (транзистор или тиристор заперт), ток i_a продолжает проходить через якорь двигателя и обратный диод под действием электромагнитной энергии, запасенной в индуктивностях $L_a + L$ цепи якоря; при этом ток i_a уменьшается. Частота следования импульсов при номинальном режиме обычно составляет 200—400 Гц, вследствие чего период T примерно на два порядка меньше постоянной времени цепи якоря. Поэтому за время импульса τ ток в двигателе не успевает значительно возрасти, а за время паузы $T - \tau$ — уменьшиться.

Среднее значение напряжения, подаваемого на обмотку якоря,

$$U_a = U_{ср} = U\tau/T = \alpha U, \tag{8.118}$$

где $\alpha = \tau/T$ — *коэффициент регулирования напряжения*, равный относительной длительности включения ключа *ТК*.

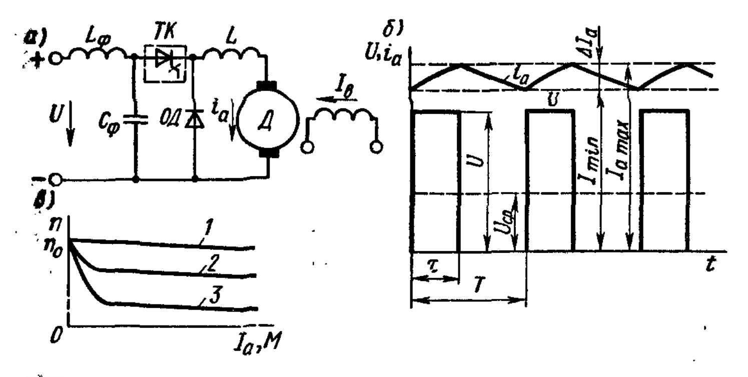


Рис. 8.79. Схема импульсного регулирования двигателя с параллельным возбуждением, графики изменения напряжения и тока и скоростные и механические характеристики

При этом частота вращения двигателя

$$n = (\alpha U - I_a \sum R_a)/(c_e \Phi), \tag{8.119}$$

где $I_a = I_{ср}$ – среднее значение тока якоря.

Изменение тока при работе импульсного регулятора $\Delta I_a = (I_{a\max} - I_{a\min})$ определяется по приближенной формуле

$$\Delta I_a = \alpha U (1 - \alpha)/[f (L_a + L), \tag{8.120}$$

где f – частота работы импульсного регулятора; $L_a + L$ – индуктивность цепи двигателя.

Если параметры схемы выбраны так, что пульсация тока не превышает 5 – 10 %, то работа двигателя практически не отличается от работы двигателя при постоянном напряжении. Скоростные и механические характеристики двигателя *1*, *2* и *3* (рис. 8.79, *в*), полученные при различных напряжениях, подаваемых на обмотку якоря, при таком режиме работы аналогичны соответствующим характеристикам двигателя при изменении питающего напряжения U.

При уменьшении нагрузки двигателя с параллельным возбуждением возрастают пульсации тока якоря и при некоторой критической нагрузке наступает *режим прерывистых токов*. Поскольку условие $I_a = 0$ имеется при $E = U$, частота вращения при идеальном холостом ходе $n_0 = U/c_e\Phi$ не зависит от времени τ, т. е. от коэффициента регулирования напряжения α. Благодаря этому при некоторой критической частоте вращения $n_{кр}$, когда двигатель переходит в режим прерывистых токов, угол наклона скоростных и механических характеристик к оси абсцисс резко изменяется. В диапазоне $n_0 > n > n_{кр}$ эти характеристики имеют примерно такую же форму, как и при регулировании частот вращения путем включения реостата в цепь якоря. Критическая частота вращения

$$n_{кр} = n_0 (e^{\alpha\beta} - 1)/(e^{\beta} - 1), \tag{8.121}$$

где $\beta = T/T_a$ (T – период следования импульсов; $T_a = (L_a + L)/\sum R_a$ – постоянная времени цепи обмотки якоря).

Среднее напряжение $U_{ср}$, подаваемое на двигатель, регулируют путем изменения либо продолжительности периода T между подачей управляющих импульсов на электронный ключ *ТК* при $\tau = \text{const}$ (*частотно-импульсное регулирование*), либо путем изменения времени τ при постоянном значении T(широтно-импульсное регулирование). Используют также *комбинированное регулирование*, при котором изменяется как T, так и τ.

Импульсное управление двигателями малой мощности и микродвигателями осуществляют с помощью импульсных регуляторов, в которых коммутирующими элементами являются

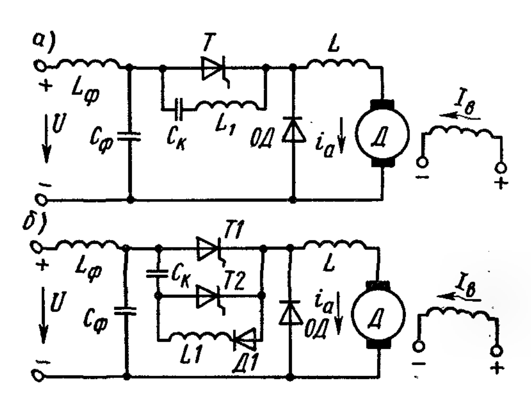


Рис. 8.80. Схемы включения двигателя через тиристорный импульсный прерыватель при частотно-импульсном и широтно-импульсном регулировании

транзисторы. Для управления двигателями средней и большой мощности применяют регуляторы с тиристорами. Так как тиристор в отличие от транзистора является не полностью управляемым вентилем, то для запирания его применяют различные схемы искусственной коммутации, обеспечивающие прерывание проходящего тока путем подачи на его электроды обратного напряжения.

Схему, изображенную на рис. 8.80, *а*, используют при частотно-импульсном регулировании. Тиристор *T* отпирается путем подачи импульсов тока управления на его управляющий электрод, запирается с помощью коммутирующего конденсатора $C_к$. Перед включением тиристора конденсатор $C_к$ заряжен до напряжения *U*. При подаче отпирающего импульса на управляющий электрод тиристор *T* открывается и через якорь двигателя начинает проходить ток i_a. Одновременно происходит перезаряд конденсатора $C_к$ через резонансный контур, содержащий индуктивность *L1*. После окончания перезаряда, когда полярность конденсатора изменяется, к тиристору прикладывается обратное напряжение. При этом он восстанавливает свои запирающие свойства и прохождение тока через тиристор прекращается. В дальнейшем конденсатор $C_к$ разряжается через нагрузку, и схема оказывается подготовленной для последующего отпирания тиристора. Время открытого состояния тиристора определяется параметрами резонансной цепи $\tau \approx \pi\sqrt{L_1 C_к}$.

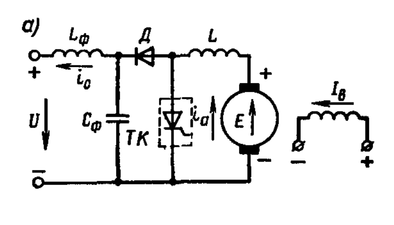
Схему, изображенную на рис. 8.80, *б*, используют при широтно-импульсном и комбинированном регулировании. В этом

случае импульсный прерыватель имеет два тиристора: главный *Т1* и вспомогательный *Т2*. Запирание главного тиристора *Т1* осуществляется коммутирующим конденсатором $C_к$, который подключается к тиристору *Т1* в требуемые моменты времени вспомогательным тиристором *Т2*. После запирания тиристора *Т1* коммутирующий конденсатор заряжается от источника питания через тиристор *Т2* и якорь двигателя, а после повторного открытия главного тиристора *Т1* перезаряжается через цепочку, содержащую индуктивность *L1* и диод *Д1*, и приобретает полярность, требуемую для последующего запирания тиристора *Т1*.

Торможение при импульсном управлении. При работе двигателя от импульсного регулятора можно производить его рекуперативное и динамическое торможение. Импульсное управление позволяет осуществлять рекуперативное торможение при ЭДС машины *E*, меньшей напряжения сети, т. е. почти до полного останова.

В этом режиме тиристорный ключ *ТК* включают параллельно якорю двигателя, а диод *Д* – между якорем и питающей сетью (рис. 8.81, *а*). При отпирании ключа *ТК* якорь машины вместе с индуктивностью *L* замыкается накоротко. Из-за этого увеличивается ток i_a и происходит накопление электромагнитной энергии в индуктивностях $L_a + L$, а возникающая ЭДС самоиндукции e_L уравновешивает ЭДС машины *E* (рис. 8.81, *б*). После запирания прерывателя ток i_a под действием ЭДС самоиндукции e_L происходит через диод и накопленная энергия отдается в сеть. Среднее значение $I_{ср}$ тока, отдаваемого в сеть, определяется разностью между ЭДС якоря *E* и напряжением сети *U*. Из закона сохранения энергии $I_{aср}E = I_{ср}U$ имеем

$$I_{ср} = I_{aср}E/U = I_{aср}c_e n\Phi/U. \qquad (8.122)$$



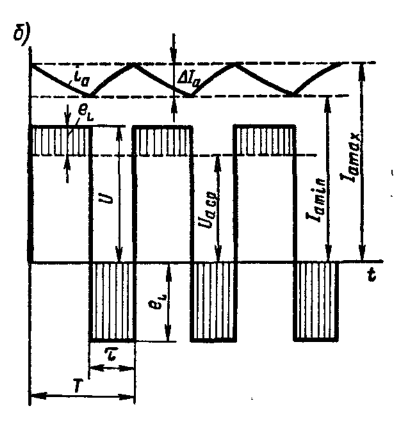


Рис. 8.81. Схема рекуперативного торможения двигателя при импульсном регулировании

Следовательно, по мере уменьшения частоты вращения якоря ток $I_{ср}$, отдаваемый в сеть, уменьшается, хотя ток якоря $I_{aср}$ может оставаться постоянным, а следовательно, неизменным остается и тормозной электромагнитный момент.

По мере снижения частоты вращения n и ЭДС E для поддержания требуемого значения тока $I_{aср}$ увеличивают частоту регулятора f при частотно-импульсном регулировании или длительность импульса τ при широтно-импульсном регулировании. При малой частоте вращения, когда α увеличивается до единицы, якорь машины остается все время замкнутым накоротко и отдача энергии в сеть прекращается. Однако ток i_a продолжает проходить через якорь, и режим торможения осуществляется практически до полного останова. Частота вращения $n_{кр}$, при которой прекращается рекуперативное торможение,

$$n_{кр} = I_{aср}(\sum R_a + R_{и.п})/(c_e\Phi), \tag{8.123}$$

где $R_{и.п}$ – активное сопротивление элементов импульсного прерывателя (тиристоров и индуктивности L), по которым замыкается ток i_a.

Динамическое торможение осуществляется аналогично, однако в схеме, приведенной на рис. 8.81, *а*, вместо сети и фильтра $L_ф C_ф$ включают реостат, в котором гасится энергия, отдаваемая машиной.

§ 8.15. УНИПОЛЯРНАЯ МАШИНА

В униполярной машине постоянного тока в отличие от обычных двух- или многополюсных машин при вращении якоря проводники его обмотки пересекают однонаправленное магнитное поле индуктора. Поэтому в них индуцируется постоянная по направлению ЭДС. Следовательно, в них не требуется иметь коллектор или полупроводниковый коммутатор.

Одна из возможных конструктивных схем униполярной машины приведена на рис. 8.82. Магнитный поток возбуждения $\Phi_в$ создается кольцевыми катушками *3* и замыкается по кольцевому магнитопроводу *2* статора и ферромагнитному ротору *1*. При этом в воздушном зазоре *4* между статором и ротором магнитное поле имеет в активной зоне по всей окружности ротора одно направление (в данном случае магнитные силовые линии направлены из статора в ротор). На роторе установлены два контактных кольца *6*, между которыми расположены проводники *8* обмотки якоря. При вращении ротора во всех проводниках *8* индуцируется постоянная ЭДС $E = Bl_a v$, где B – индукция в воздушном зазоре; l_a – продоль-

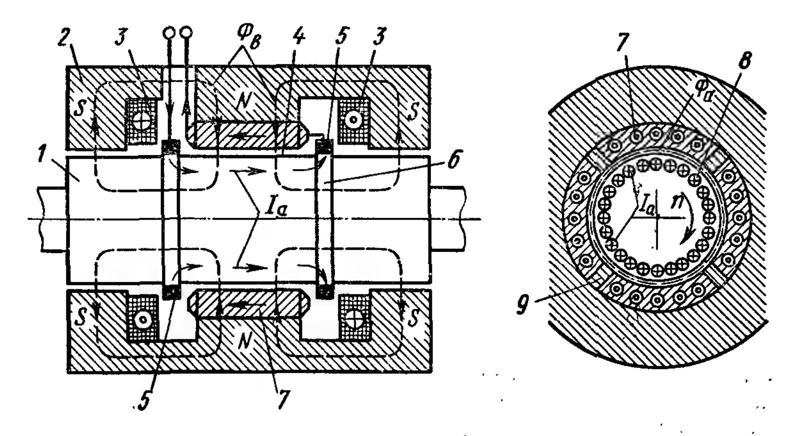


Рис. 8.82. Устройство униполярной машины

ная длина в активной зоне якоря; v – окружная линейная скорость якоря. На кольца *6* наложены щетки *5*, к которым подключена нагрузка (в генераторах) или подается питание от внешнего источника электрической энергии (в двигателях). При этом ток якоря I_a поровну распределяется между параллельно включенными проводниками обмотки якоря.

В униполярных машинах магнитный поток якоря $Ф_a$ действует размагничивающим образом на поток возбуждения $Ф_в$. Влияние потока $Ф_a$ здесь значительно сильнее, чем в обычных машинах постоянного тока, так как магнитные силовые линии поля якоря имеют форму концентрических окружностей – проходят через ферромагнитные тела ротора и статора, имеющие малое магнитное сопротивление. В результате происходит сильное насыщение соответствующих ферромагнитных участков магнитной цепи машины, существенно уменьшающее поток возбуждения $Ф_в$. Для уменьшения размагничивающего действия потока якоря применяют компенсационную обмотку *7* и радиальные вставки *9* из немагнитной стали в статоре, значительно увеличивающие магнитное сопротивление контура, по которому проходит поток $Ф_a$. Такие же немагнитные вставки можно выполнить в роторе.

В униполярных машинах обмотку якоря можно выполнить не из отдельных проводников, а в виде медной втулки, напрессованной на ротор; имеются также конструкции с полым немагнитным якорем, и с дисковым якорем.

Униполярные генераторы применяют для получения больших токов $10^3 \div 10^5$ А при напряжении от единицы до сотен вольт в электрохимии, электрометаллургии, для питания мощных электромагнитов электрофизической аппаратуры и др. Они

могут работать также в импульсном режиме при токах $10^5 \div 10^6$ А. В ударном режиме ротор униполярного генератора, совместно с маховиком или без него, используется как накопитель кинетической энергии, которая при подключении нагрузки преобразуется в электрическую. Униполярные двигатели находят применение в установках, где требуется иметь минимальную индуктивность цепи якоря. При необходимости генерирования больших токов униполярные генераторы превосходят машины постоянного тока с коллектором, так как в них не требуется принимать мер для обеспечения удовлетворительной коммутации; кроме того, в них отсутствуют магнитные потери в стали и некоторые добавочные потери. Поэтому у них высокий КПД.

Недостатком этих машин является сложность выполнения токосъемных устройств. При больших токах вместо обычного щеточного аппарата для токосъема с контактных колец применяют жидкометаллические контакты. Для этого в зазор между кольцевыми электродами, расположенными на статоре и роторе, помещают легкоплавкий металл: ртуть (температура плавления $T_{пл} = 234$ К), сплав натрия и калия ($T_{пл} = 262$ К) или сплавы калия с индием и оловом ($T_{пл} = 300$ К). При использовании жидкометаллических контактов в них резко уменьшаются электрические потери из-за малого падения напряжения в контакте, а также механические потери от трения по сравнению со щеточными контактами обычного типа.

§ 8.16. МАГНИТОГИДРОДИНАМИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Магнитогидродинамические машины (МГД-машины) основаны на взаимодействии электропроводящего жидкостного или газообразного потока с магнитным полем. Главным достоинством таких машин является отсутствие движущихся механических частей и сравнительная простота преобразования энергии.

В простейшей магнитогидродинамической машине (рис. 8.83) электропроводящий газ или жидкость *5* пропускают через рабочий канал, у которого в верхней и нижней стенках смонтированы токопроводящие электроды *1* и *4*. Боковые стенки *3* канала выполнены из непроводящего материала. В канале с помощью катушек *2* создается поперечное магнитное поле с индукцией B. При перемещении в этом поле токопроводящих газа или жидкости со скоростью v между электродами *1* и *4* возникает ЭДС $E = Blv$, аналогичная той, которая создается в обмотке якоря электромеханического генератора при движении ее

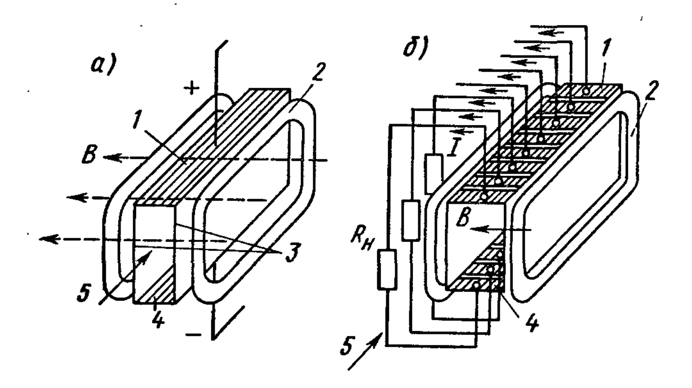


Рис. 8.83. Принципиальная схема магнитогидродинамической машины

проводников в поперечном магнитном поле. Если к электродам подключена нагрузка, то через нее начинает проходить ток и машина работает в генераторном режиме. Если на электроды *1* и *4* подают напряжение от внешнего источника электрической энергии, то в электропроводящей среде, заполняющей рабочий канал, проходит ток. Этот ток, взаимодействуя с магнитным полем, создает электромагнитную силу, которая перемещает вдоль оси канала находящиеся в нем газ или жидкость. Следовательно, такая машина работает насосом (в двигательном режиме). Таким образом, в МГД-машине происходит преобразование энергии, пропускаемого через рабочий канал потока газа или жидкости в электрическую энергию, или наоборот.

В отличие от обычных электрических машин в рабочем канале МГД-машины может проявляться эффект Холла, заключающийся в том, что вектор плотности тока, возникающего в электропроводящем газе, поворачивается на некоторый угол относительно вектора электрической напряженности. Это приводит к существенному уменьшению эффективности машины, так как часть тока замыкается через электроды в виде петель. Для устранения этого явления применяют секционированные электроды, которые состоят из отдельных изолированных друг от друга секций (рис. 8.83, *б*). Каждая пара противоположно расположенных секций подключена к отдельной нагрузке. В таком канале ток, обусловленный эффектом Холла, перпендикулярный вектору электрической напряженности, проходить не может, так как его цепь разорвана благодаря секционированию электродов.

В рассматриваемых машинах возникает реакция якоря, которая создает неоднородность магнитного поля, значительно большую, чем в обычных электрических машинах. Для ослабления размагничивающего действия реакции якоря между полюсами и рабочим каналом устанавливают специальную компенсационную шину (рис. 8. 84), включенную в цепь тока последовательно с рабочим каналом. Через эту шину проходит ток в противоположном направлении, вследствие чего ее действие на магнитное поле подобно действию компенсационной обмотки обычной электрической машины.

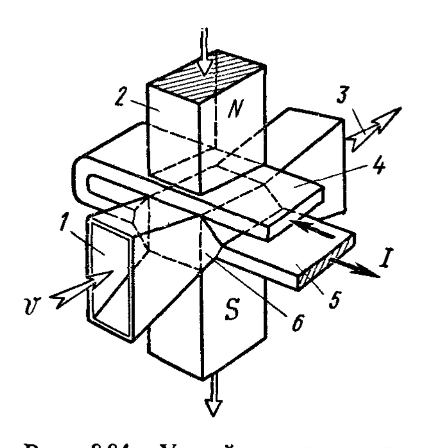


Рис. 8.84. Устройство магнитогидродинамической машины:

1 — рабочий канал; *2* — электромагниты; *3* — электропроводящий газ или жидкость; *4* — компенсационная шина; *5* — токоотводящая шина; *6* — электроды

Мощность магнитогидродинамической машины пропорциональна произведению $\sigma^2 B^2 v^2$, где σ — удельная проводимость пропускаемой через канал электропроводящей среды и v — скорость ее перемещения. Поэтому при использовании МГД-генератора, работающего на продуктах сгорания природного топлива (угля, нефти, газа) необходимо, чтобы они имели высокую температуру около 3000—3500 К и их электропроводность была увеличена благодаря применению щелочных добавок (0,1—1% по массе). Однако и в этом случае их удельная проводимость при давлениях несколько атмосфер составляет 1—50 См/м, т. е. во много раз меньше, чем у меди. Поэтому для увеличения индуцируемой ЭДС требуется пропускать проводящий газ через рабочий канал с высокой скоростью (1000—2000 м/с), значительно бóльшей, чем скорость перемещения проводников в электромеханических преобразователях энергии, и увеличивать индукцию магнитного поля в канале путем применения сверхпроводниковых и криопроводниковых магнитных систем. Использование в МГД-генераторах обычных магнитных систем со стальными магнитопроводами нерационально, так как генераторы получаются громоздкими.

При температуре менее 2000 К продукты сгорания со щелочными добавками становятся практически непроводящими и не могут использоваться в МГД-генераторе. Эти продукты

уносят значительную неиспользованную энергию, вследствие чего КПД такого генератора составляет всего 10–20 %. Для повышения энергетической эффективности МГД-генератора выходящие из него продукты сгорания подают в обычную энергетическую установку (котел — турбина — генератор), в которой используется остаточная тепловая энергия этих продуктов. КПД такой комбинированной установки может достигать 50 %, т. е. выше, чем КПД современных тепловых электростанций. В настоящее время ведутся научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы по повышению надежности и долговечности МГД-генератора.

Для перекачки жидких металлов в металлургии и атомной энергетике применяют электромагнитные (кондукционные) насосы, основанные на магнитогидродинамическом принципе. В таком насосе в рабочий канал подают жидкий металл (расплавленные литий, натрий, калий и др.), а электроды подключают к источнику постоянного тока. Возникающая электромагнитная сила, т. е. создаваемый насосом напор, пропорциональна произведению индукции на ток, пропускаемый через электроды. Поэтому для питания этих насосов следует применять источники с низким напряжением и большими токами. Основное достоинство таких насосов — отсутствие движущихся частей, что позволяет полностью герметизировать гидравлический тракт.

ГЛАВА 9

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МИКРОМАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 9.1. ТАХОГЕНЕРАТОРЫ

Принцип действия. Тахогенер[illegible]ного тока выполняют с постоянными магнитами на статоре (рис. 9.1, *а*) или с электромагнитным возбуждением от независимого источника постоянного тока (рис. 9.1, *б*). В них используют якорь обычного типа с барабанной обмоткой, а также полый или дисковый с печатной обмоткой (см. § 9.2). При неизменном токе возбуждения $I_в$, т. е. при неизменном потоке Ф, ЭДС пропорциональна частоте вращения:

$$E = c_e \Phi n, \tag{9.1}$$

что является основой для использования машины постоянного тока в качестве тахогенератора. Его выходное напряжение

$$U = E - I_a \sum R_a = E - U\left(\sum R_a / R_н\right), \tag{9.2}$$

где $R_н$ – сопротивление нагрузки.

Из (9.1) и (9.2) составим уравнение выходной характеристики тахогенератора:

$$\boxed{U = \frac{E}{1 + \sum R_a / R_н} = \frac{c_e \Phi n}{1 + \sum R_a / R_н}.} \tag{9.3}$$

На рис. 9.2, *а* сплошными линиями показаны выходные характеристики для различных сопротивлений нагрузки при идеализированных условиях (при $\Phi = \text{const}$ и $\sum R_a = \text{const}$). Эти характеристики являются линейными, а их угол наклона к оси абсцисс уменьшается при снижении сопротивления нагрузки. Следовательно, тахогенераторы можно применять только при неизменной нагрузке, т. е. совместно с индикатором или другим устройством, на который рассчитан данный тахогенератор.

Крутизна выходной характеристики современных тахогенераторов постоянного тока $S = 3 \div 100$ мВ/(об/мин) (меньшие значения относятся к тахогенераторам с постоянными магнитами). Наиболее распространены тахогенераторы с номинальной частотой вращения $n = 1500 \div 3000$ об/мин.

Погрешности выходной характеристики. *Выходная характеристика практически отклоняется от линейного закона в результате размагничивающего действия реакции якоря, наличия нелинейного сопротивления в переходном контакте между коллектором и щетками и изменения тока возбуждения из-за*

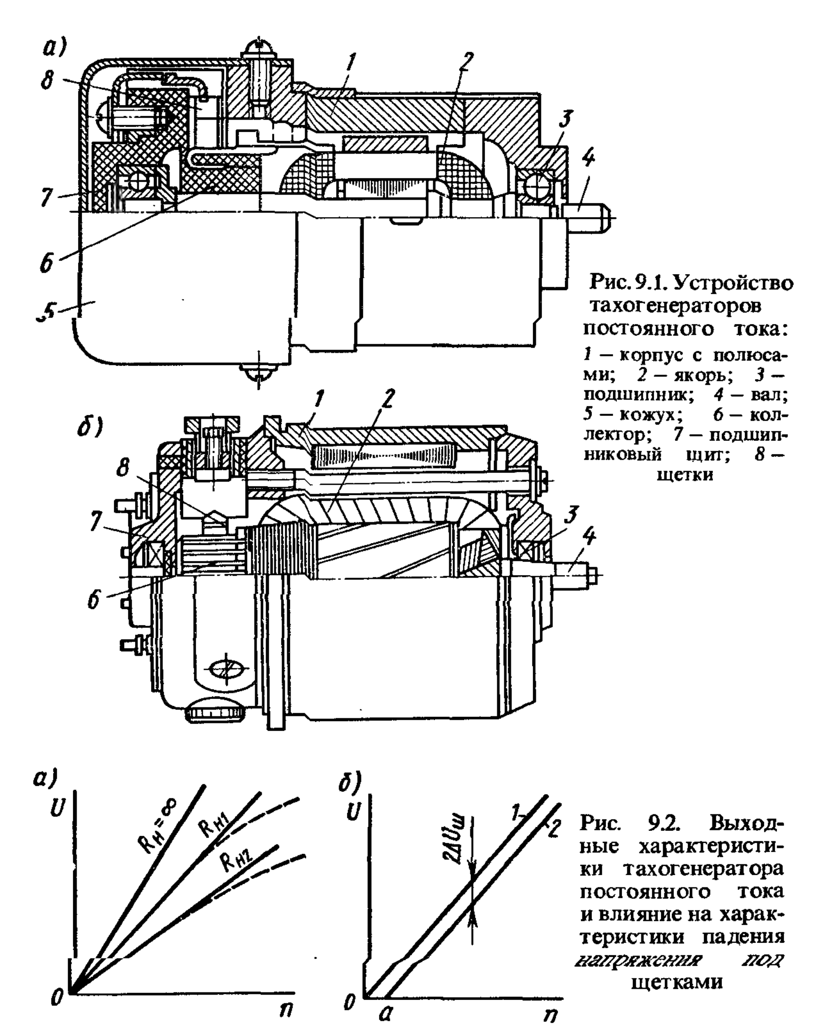


Рис. 9.1. Устройство тахогенераторов постоянного тока:
1 — корпус с полюсами; 2 — якорь; 3 — подшипник; 4 — вал; 5 — кожух; 6 — коллектор; 7 — подшипниковый щит; 8 — щетки

Рис. 9.2. Выходные характеристики тахогенератора постоянного тока и влияние на характеристики падения напряжения под щетками

увеличения сопротивления обмотки возбуждения при ее нагревании.

Размагничивающее действие реакции якоря проявляется при возрастании частоты вращения n, так как при этом повышается напряжение U, увеличивается ток I_a тахогенератора, а следовательно, и МДС якоря F_a. Поэтому при повышенных частотах вращения выходное напряжение U возрастает медленнее, чем увеличивается частота вращения (см. штриховые линии на рис. 9.2, *а*). Чтобы уменьшить влияние размагничивающего действия реакции якоря, в цепи нагрузки желатель-

но иметь максимально большое сопротивление $R_н$ и тахогенератор должен работать при небольших относительных частотах вращения.

Нелинейный характер сопротивления щеточного контакта также создает определенную погрешность по сравнению с идеализированной характеристикой *1* (рис. 9.2, *б*).

При этом выходная характеристика *2* остается линейной, однако в области малых частот вращения тахогенератор становится нечувствительным к изменению Δn – появляется *зона нечувствительности Оа*. Для уменьшения погрешности, создаваемой падением напряжения $2\Delta u_щ$ под парой щеток, в тахогенераторах применяют металлографитовые щетки, у которых величина $2\Delta u_щ$ незначительна, а в прецезионных тахогенераторах, предназначенных для счетно-решающих устройств, – щетки с серебряными и золотыми напайками. При использовании таких щеток погрешность от влияния величины $2\Delta u_щ$ практически можно не учитывать.

Нагревание обмотки возбуждения тахогенератора приводит к увеличению ее сопротивления $R_в$, вследствие чего уменьшаются ток возбуждения, магнитный поток и выходное напряжение. Чтобы с повышением температуры обмотки возбуждения ток возбуждения изменялся незначительно, последовательно с ней включают либо терморезистор, который стабилизирует сопротивление цепи обмотки возбуждения, либо добавочный резистор с сопротивлением $R_{доб} \gg R_н$, выполненный из материала с малым температурным коэффициентом сопротивления. Кроме того, чтобы уменьшить влияние тока возбуждения на магнитный поток, тахогенераторы часто выполняют с сильно насыщенной магнитной системой.

Указанные причины вызывают отклонение выходной характеристики тахогенератора от идеализированной линейной. *Относительная скоростная амплитудная погрешность* Δu, обусловленная нелинейностью выходной характеристики, обычно устанавливается при номинальной частоте вращения и определяется как отношение (%)

$$\boxed{\Delta u = \frac{U_{ид} - U_д}{U_{ид}} 100,} \tag{9.4}$$

где $U_{ид}$ – выходное напряжение при идеализированных условиях; $U_д$ – действительное значение выходного напряжения.

В зависимости от класса точности тахогенератора скоростная амплитудная погрешность при номинальной частоте вращения составляет $\pm(0{,}5-3)$ %, а ошибка асимметрии $\pm(1-3)$ %.

Достоинства и недостатки тахогенераторов. Достоинствами тахогенераторов постоянного тока являются: малые габариты и

масса при большой выходной мощности; отсутствие фазовой погрешности, что обусловлено работой на активную нагрузку; кроме того, в тахогенераторах с постоянными магнитами не требуется иметь вспомогательный источник электрической энергии для возбуждения. Однако по сравнению с тахогенераторами переменного тока они имеют ряд недостатков: сложность конструкции, высокую стоимость, нестабильность выходной характеристики из-за наличия скользящего контакта; пульсации выходного напряжения и радиопомехи, возникающие в результате коммутации тока щетками.

§ 9.2. МИКРОДВИГАТЕЛИ

Типы микродвигателей. Микродвигатели постоянного тока, применяемые в автоматических устройствах, используют для вращения различных механизмов и преобразования электрического сигнала в механическое перемещение вала. В последнем случае их называют *исполнительными двигателями постоянного тока.*

В зависимости от конструкции якоря микродвигатели постоянного тока подразделяют на микродвигатели с якорем обычного исполнения, полым якорем, беспазовым (гладким) якорем, а также с дисковым и цилиндрическим якорем с печатной обмоткой.

Микродвигатели с якорем обычного исполнения. В таких микродвигателях магнитный поток создается обмоткой возбуждения, расположенной на полюсах (рис. 9.3), или постоянными магнитами. В первом случае магнитную систему выполняют, как правило, полностью шихтованной, причем корпус и полюсы изготовляют в виде одного общего пакета, собранного из штампованных листов требуемого профиля. Это необходимо, потому что микродвигатели работают обычно в переход-

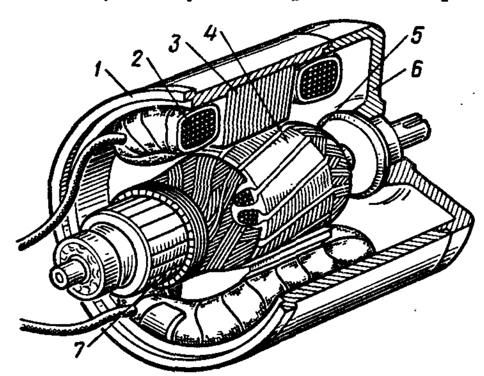


Рис. 9.3. Устройство микродвигателей постоянного тока с якорем обычного исполнения:

1 – корпус (станина); *2* – обмотка возбуждения; *3* – полюс; *4* – якорь; *5* – обмотка якоря; *6* – подшипниковый щит; *7* – коллектор

ных режимах. Во втором случае на статоре располагают массивный постоянный магнит цилиндрической формы или несколько магнитов, выполненных в виде полюсных сердечников, скоб и др. В исполнительных микродвигателях магнитную систему обычно делают ненасыщенной, чтобы реакция якоря не оказывала влияния на его магнитный поток, а следовательно, и на частоту вращения. Обмотку якоря укладывают в пазах сердечника якоря и присоединяют к коллектору, так же как и в машинах постоянного тока нормального исполнения.

Микродвигатели с полым якорем. Магнитный поток в них создается обмоткой возбуждения (рис. 9.4, *а*) или постоянными магнитами (рис. 9.4, *б*). Якорь представляет собой полый стакан, расположенный между полюсами и неподвижным ферромагнитным сердечником, который насаживают на втулку подшипникового щита. Вместо сердечника внутри якоря может быть неподвижно установлен комплект постоянных магнитов цилиндрической формы. Обмотку якоря укладывают на цилиндрический каркас и заливают эпоксидной смолой; концы секций обмотки соединяют с пластинами коллектора. После полимеризации эпоксидной смолы якорь с коллектором представляет собой монолитную конструкцию.

Момент инерции полого якоря невелик, благодаря чему существенно повышается быстродействие двигателя. Отсутствие насыщения в зубцах позволяет значительно увеличить индукцию в воздушном зазоре микродвигателя, т. е. его магнитный поток и номинальный вращающий момент по сравнению с микродвигателями, имеющими

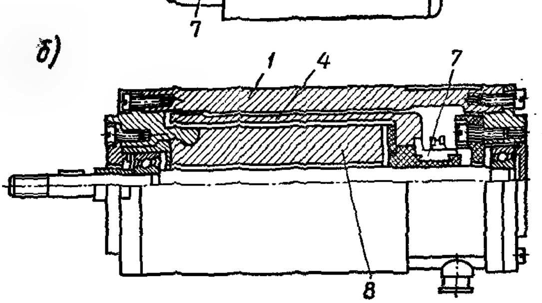


Рис. 9.4. Устройство микродвигателей постоянного тока с полым якорем:
1 – корпус; 2 – обмотка возбуждения; 3 – полюс; 4 – полый якорь; 5 – ферромагнитный сердечник; 6 – подшипниковый щит; 7 – коллектор; 8 – постоянные магниты

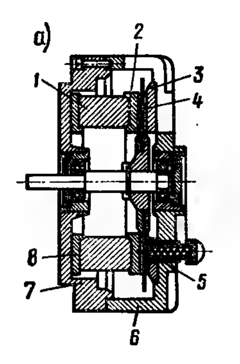
якорь обычного исполнения, что также способствует повышению быстродействия двигателя.

Недостатком микродвигателей с полым якорем является необходимость значительного увеличения МДС обмотки возбуждения, так как воздушный зазор у них гораздо больше, чем в двигателях обычного исполнения. Последнее приводит к некоторому увеличению массы, габаритных размеров машины и потерь мощности в обмотке возбуждения. Однако КПД рассматриваемых микродвигателей из-за отсутствия потерь в стали имеет примерно такую же величину, как и у микродвигателей с якорем обычного исполнения ($\eta = 0{,}3 \div 0{,}45$ в двигателях мощностью 1–15 Вт).

Микродвигатели с печатной обмоткой якоря. Их выполняют с дисковым и цилиндрическим якорем.

Микродвигатели с дисковым якорем (рис. 9.5) имеют плоскую печатную обмотку якоря, нанесенную на тонкий диск из немагнитного материала (керамики, текстолита и т. п.). Возбуждение осуществляется постоянными магнитами с полюсными наконечниками, выполненными в виде кольцевых сегментов. Создаваемый ими магнитный поток проходит в аксиальном направлении через два воздушных зазора и дисковый якорь с печатной обмоткой и замыкается по двум кольцам, изготовленным из магнитно-мягкой стали; кольца служат боковыми ярмами. Постоянные магниты или электромагниты могут быть расположены по одну сторону диска или симметрично с обеих сторон, как показано на рис. 9.5, *а*.

Печатную обмотку наносят на дисковый якорь (рис. 9.5, *б*) электрохимическим способом: ее проводники располагают радиально по обе стороны диска и соединяют между собой гальваническими соединениями через сквозные отверстия в диске; изоляцией между отдельными проводниками служит воздух и материал диска. Все процессы нанесения проводников



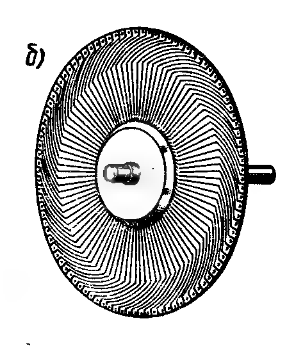


Рис. 9.5. Устройство микродвигателя с печатным дисковым якорем:

1 — постоянные магниты; *2* — полюсные наконечники; *3*, *8* — стальные кольца (ярма); *4* — диск якоря; *5* — щеткодержатель; *6* — подшипниковый щит; *7* — корпус

на диск и их соединения в обмотку полностью механизированы.

Каждая секция печатной обмотки состоит из двух проводников, расположенных на различных сторонах диска. Поскольку число активных проводников ограничено размерами диска, для увеличения напряжения применяют простую волновую обмотку. Чтобы уменьшить длины лобовых соединений, эти микродвигатели выполняют многополюсными ($2p = 6 \div 8$). В некоторых случаях применяют полюсные наконечники, выступающие за внешние лобовые соединения, которые при этом становятся активными частями обмотки (в них индуцируется ЭДС). Обычно микродвигатели с печатной обмоткой якоря не имеют коллектора; роль его выполняют части проводников, расположенные на одной из сторон дискового якоря, по которым скользят щетки. Однако в некоторых конструкциях для повышения срока службы печатной обмотки на валу якоря устанавливают коллектор, к которому выводят концы секций. В исполнительных микродвигателях для ускорения торможения после снятия управляющего сигнала диск иногда изготовляют не из изоляционного материала, а из алюминия. При вращении в диске возникают вихревые токи, создающие тормозной момент, пропорциональный частоте вращения. Тормозной момент значительно уменьшает установившуюся частоту вращения микродвигателя.

Преимуществами микродвигателей с печатными обмотками якоря являются: 1) малый момент инерции якоря, что обеспечивает высокое быстродействие исполнительных микродвигателей; 2) хорошие условия коммутации из-за малой индуктивности секций, что повышает срок службы щеток и позволяет значительно увеличить перегрузочную способность микродвигателя; 3) лучшие условия охлаждения печатной обмотки по сравнению с обмоткой, уложенной в пазах якоря; это дает возможность значительно повысить плотность тока в проводниках обмотки якоря и уменьшить благодаря этому массу и габаритные размеры микродвигателей; 4) незначительное влияние реакции якоря, так как в якоре отсутствуют ферромагнитные элементы и его поток замыкается в основном по воздуху.

Недостатками микродвигателей с печатными обмотками якоря по сравнению с микродвигателями обычного исполнения являются: 1) большая МДС возбуждения из-за увеличения воздушного зазора; 2) увеличенные потери вследствие повышенной плотности тока в обмотке якоря, а при электромагнитном возбуждении также вследствие увеличенных потерь мощности в обмотке возбуждения; 3) меньший срок службы

из-за износа проводников печатной обмотки, возникающего от трения щеток. Однако в микродвигателях с печатными обмотками практически отсутствуют магнитные потери в стали, поэтому при их возбуждении от постоянных магнитов КПД имеет приблизительно то же значение, что и в машинах обычного исполнения.

Применяются и *микродвигатели с цилиндрическим якорем.* Они выполнены принципиально так же, как и микродвигатель с полым якорем, и отличается от него лишь способом выполнения обмотки якоря. На обе стороны полого якоря электромеханическим способом наносят печатную обмотку, концы которой выводят к коллектору. По своим свойствам микродвигатели с цилиндрическим печатным якорем аналогичны микродвигателям с полым якорем.

§ 9.3. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Способы управления. В исполнительных двигателях постоянного тока обмотки якоря и главных полюсов питаются от двух независимых источников тока. Одна из них (условно называемая обмоткой возбуждения) подключена постоянно к источнику с неизменным напряжением $U_в$, а на другую (обмотку управления) подают напряжение управления $U_у$ только при необходимости вращения вала двигателя. В зависимости от того, на какую обмотку подают управляющий сигнал, различают два способа управления исполнительными двигателями (рис. 9.6): якорное и полюсное.

В некоторых случаях применяют исполнительные двигатели с постоянными магнитами, в которых управляющий сигнал подают на обмотку якоря.

Исполнительные двигатели работают в переходном режиме; для них характерны частые пуски, останови и реверсы.

Двигатель с якорным управлением. В этом двигателе (рис. 9.6, *а*) *напряжение управления $U_у$ подают на обмотку якоря; обмотка главных полюсов присоединена к сети постоянного тока с неизменным напряжением $U_в$*. Следовательно, коэффициент сигнала $\alpha = U_у/U_в$. Для двигателей с постоянными магнитами $\alpha = U_у/U_{ном}$.

Когда напряжение $U_у = 0$, ток в обмотке якоря $I_у$ и вращающий момент двигателя M равны нулю, и, следовательно, самоход двигателя исключается. Изменяя напряжение $U_у$, можно регулировать частоту вращения двигателя. Магнитная цепь исполнительных двигателей выполняется ненасыщенной, поэтому при $U_в = \text{const}$ магнитный поток $\Phi = k_\Phi U_в$, где k_Φ – постоян-

ная, зависящая от параметров обмотки возбуждения (сопротивления и числа витков) и магнитного сопротивления цепи машины.

Ток якоря

$$I_у = (U_у - E)/R_у =$$
$$= (\alpha U_в - c_e k_ф U_в n)/\sum R_a, \qquad (9.5)$$

где $E = c_e \Phi n = c_e k_ф U_в n$ – ЭДС, индуцированная в обмотке якоря; $R_у = \sum R_a$ – сопротивление цепи якоря.

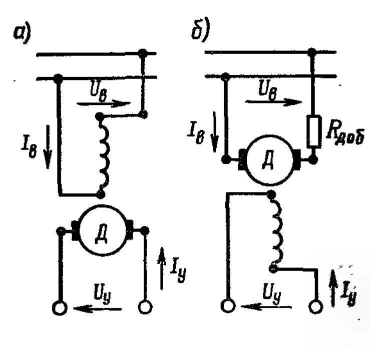


Рис. 9.6. Схемы включения исполнительных двигателей постоянного тока при якорном (*а*) и полюсном (*б*) управлении

Следовательно, вращающий момент двигателя $M = c_M k_ф U_в I_у$ или с учетом (9.5)

$$M = (c_M k_ф \alpha U_в^2 - c_M c_e k_ф U_в^2 n)/\sum R_a. \qquad (9.6)$$

Примем за базовую единицу момент $M_к$, развиваемый двигателем при $n = 0$ и $\alpha = 1$: $M_к = c_M k_ф U_в^2/\sum R_a$. Тогда относительное значение момента

$$\boxed{m = M/M_к = \alpha - c_e k_ф n.} \qquad (9.7)$$

Частота вращения при холостом ходе двигателя и $\alpha = 1$

$$n_{01} = U_в/c_e\Phi = U_в/(c_e k_ф U_в) = 1/(c_e k_ф), \qquad (9.8)$$

а относительная частота вращения

$$\boxed{\nu = n/n_{01} = c_e k_ф n.} \qquad (9.9)$$

Таким образом, уравнение механической характеристики принимает вид

$$\boxed{m = \alpha - \nu.} \qquad (9.10)$$

Из (9.10) следует, что *механические характеристики двигателя при различных значениях* α *прямолинейны и параллельны* (рис. 9.7, *а*). Решая (9.9) относительно ν, получаем уравнение регулировочной характеристики

$$\boxed{\nu = \alpha - m.} \qquad (9.11)$$

Регулировочные характеристики при различных значениях m *также прямолинейны и параллельны* (рис. 9.7, *б*).

Двигатель с полюсным управлением. В этом двигателе (см. рис. 9.6, *б*) *напряжение* уравнения $U_у$ подают на обмотку главных полюсов. Обмотка якоря постоянно включена на напряжение сети $U_в$ и по ней проходит *ток* $I_в$. Чтобы ограничить

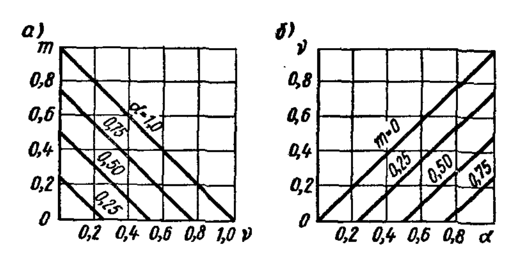


Рис. 9.7. Механические и регулировочные характеристики двигателя при якорном управлении

ток якоря при $n = 0$, в его цепь часто включают дополнительный резистор $R_{доб}$. Регулирование частоты вращения осуществляют путем изменения напряжения управления $U_у = \alpha U_в$, т. е. изменения магнитного потока Ф двигателя.

Сравнение свойств двигателей при различных способах управления. Исполнительные двигатели постоянного тока имеют ряд преимуществ по сравнению с асинхронными исполнительными двигателями: большую линейность характеристик, высокое быстродействие и лучшее использование активных материалов двигателя. Недостатком их является наличие скользящего контакта между щетками и коллектором, который снижает надежность работы и создает радиопомехи, возникающие от коммутационного искрения.

Из исполнительных двигателей постоянного тока наилучшими свойствами обладает двигатель с якорным управлением. Для него характерны отсутствие самохода, высокая линейность механических и регулировочных характеристик, а также большая крутизна механических характеристик, что обеспечивает быстрый разгон двигателя; кроме того, ток в этом двигателе проходит через щеточный контакт только при отработке сигнала управления, предотвращая подгар коллектора при неподвижном якоре. Основным недостатком двигателя с якорным управлением является сравнительно большая мощность управления.

Свойства двигателя с полюсным управлением значительно хуже, чем двигателя с якорным управлением, поэтому в современных автоматических устройствах применяют главным образом исполнительные двигатели с якорным управлением.

ГЛАВА 10
НАГРЕВАНИЕ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

§ 10.1. НАГРЕВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Уравнение нагревания. Нагрузочная способность электрических машин в большинстве случаев определяется условиями нагревания, так как *повышение температуры является главной причиной, ограничивающей мощность машины при длительных и кратковременных нагрузках.* С увеличением нагрузки возрастают потери энергии в машине, повышается количество выделившейся теплоты и при чрезмерной нагрузке температура отдельных ее частей может превысить допустимые пределы.

Процессы нагревания и охлаждения во всех типах электрических машин происходят по общим законам, так как любую электрическую машину можно в первом приближении рассматривать как некоторое идеальное однородное твердое тело. В действительности электрическая машина не является таким телом, а представляет собой совокупность ряда частей (обмоток, элементов магнитопровода, конструктивных деталей), которые имеют различные теплопроводность, теплоемкость и *условия охлаждения, вследствие чего температура их также* различна. Тем не менее, несмотря на сложный характер распределения тепловых полей в электрической машине и недостаточную точность тепловых расчетов, основанных на указанном предположении, оно позволяет установить некоторые общие закономерности изменения температуры машины в процессах нагревания и охлаждения.

Потери энергии, возникающие в электрической машине, выделяются в виде теплоты, повышающей температуру обмотки и магнитопровода. За промежуток времени dt в электрической машине выделяется тепловая энергия $dQ = \Delta P\,dt$, которая частично расходуется на повышение температуры машины на величину $d\theta$, а частично отводится в окружающее пространство. В любой момент времени в машине имеется баланс тепловой энергии, выражаемый дифференциальным уравнением

$$dQ = \Delta P\,dt = cm\,d\theta + k_{\text{то}}S_{\text{охл}}\theta\,dt, \qquad (10.1)$$

где $cm\,d\theta$ – часть тепловой энергии, которая накапливается в машине и вызывает повышение ее температуры; $k_{\text{то}}S_{\text{охл}}\theta\,dt$ – часть тепловой энергии, рассеивающейся в окружающее пространство; c – удельная теплоемкость машины (количество теплоты, вызывающее повышение температуры 1 кг массы ма-

шины на 1 °С); m — масса машины; $k_{то}$ — коэффициент теплоотдачи с поверхности (количество теплоты, рассеиваемое с 1 м^2 поверхности охлаждения машины в течение 1 с при разности между ее температурой и температурой окружающей среды в 1 °С), который определяется интенсивностью охлаждения электрической машины; $S_{охл}$ — поверхность охлаждения машины; θ — превышение температуры машины над температурой окружающей среды.

По мере увеличения температуры электрической машины и величины θ возрастает количество теплоты, рассеиваемое в окружающую среду, и уменьшается часть теплоты, вызывающей повышение температуры машины. При некотором превышении температуры θ_∞ наступает установившийся тепловой процесс, при котором вся выделяемая в машине теплота отдается окружающей среде. В этом случае величина $cm\,d\theta = 0$ и уравнение теплового баланса принимает вид

$$\Delta P\,dt = k_{то}S_{охл}\theta_\infty\,dt. \qquad (10.2)$$

Величину θ_∞ называют *установившимся превышением температуры*:

$$\boxed{\theta_\infty = \Delta P/(k_{то}S_{охл}).} \qquad (10.3)$$

Уравнение теплового баланса с учетом (10.3) можно представить следующим образом:

$$k_{то}S_{охл}(\theta_\infty - \theta)\,dt = cm\,d\theta. \qquad (10.4)$$

Решая дифференциальное уравнение (10.4) при условии, что в начальный момент (при $t = 0$) электрическая машина уже имеет некоторое превышение температуры θ_0 над окружающей средой, получаем

$$\boxed{\theta = \theta_\infty(1 - e^{-t/T}) + \theta_0 e^{-t/T},} \qquad (10.5)$$

где T — *постоянная времени нагревания* (она имеет размерность времени). При этом

$$\boxed{T = cm/(k_{то}S_{охл}).} \qquad (10.6)$$

Кривые нагревания и охлаждения. Из (10.5) следует, что величина θ в процессе нагревания и охлаждения электрической машины изменяется по экспоненциальному закону. При нагревании превышение температуры θ возрастает (рис. 10.1, *а*, кривая *1*), асимптотически приближаясь к установившемуся значению $\theta_{\infty 1}$, соответствующему определенным величинам ΔP_1, $S_{охл\,1}$ и $k_{то\,1}$. Это может происходить при возрастании потерь мощности (т. е. нагрузки) машины или уменьшении интенсивности ее охлаждения.

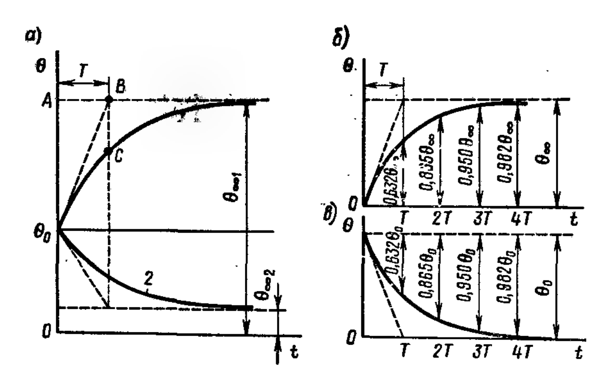


Рис. 10.1. Кривые нагревания *1* и охлаждения *2* электрической машины

При охлаждении превышение температуры θ уменьшается (кривая *2*) до установившегося значения $\theta_{\infty 2}$, соответствующего другим значениям ΔP_2 и $k_{\text{то}2}$. Это может происходить при уменьшении потерь ΔP или увеличении интенсивности охлаждения. В начальной точке 0 (при $t = 0$) производная $d\theta/dt = (\theta_\infty - \theta_0)/T$. Следовательно, постоянную времени T можно представить в виде отрезка *AB*, отсекаемого касательной (проведенной к кривой нагревания при $t = 0$) на прямой, параллельной оси абсцисс и соответствующей установившемуся превышению температуры θ_∞. Формулу (10.6) с учетом 9.3 можно представить в виде

$$T = (cm/\Delta P)\theta_\infty. \tag{10.7}$$

Таким образом, физически *величину T можно рассматривать как время, в течение которого превышение температуры θ достигло бы установившегося значения θ_∞, если бы скорость возрастания температуры оставалась все время неизменной.* Такие условия имели бы место, если бы в процессе нагревания и охлаждения машины не происходило отдачи теплоты окружающей среде. Но так как в действительности часть тепловой энергии рассеивается в окружающее пространство, то за время $t = T$ превышение температуры достигает лишь значения, соответствующего точке *C* (рис. 10.1, *а*).

Кривые *1* и *2* показывают характер изменения превышения температуры θ электрической машины соответственно при увеличении нагрузки, например от $P_{\text{ном}}$ до $1{,}5P_{\text{ном}}$ (когда возрастают ΔP и θ_∞), при уменьшении ее от $P_{\text{ном}}$ до $0{,}5P_{\text{ном}}$ (когда уменьшается ΔP и θ_∞).

Если машина включается в работу после сравнительно длительного пребывания в отключенном состоянии (когда она

приобретает температуру окружающей среды), то $\theta_0 = 0$ (рис. 10.1, *б*) и уравнение (10.5) упрощается:

$$\boxed{\theta = \theta_\infty (1 - e^{-t/T}).} \tag{10.8}$$

Если машина отключается от сети, то $\Delta P = 0$ и происходит ее охлаждение до температуры окружающей среды. При этом $\theta_\infty = 0$ (рис. 10.1, *в*) и

$$\boxed{\theta = \theta_0 e^{-t/T}.} \tag{10.9}$$

Из рассмотрения кривой *1* нагревания электрических машин следует, что при достаточно большой продолжительности работы, когда $t = (3 \div 4)\,T$, величина $e^{-t/T}$ становится весьма малой и превышение температуры достигает приблизительно значения θ_∞. В этом случае наступает практически установившийся тепловой режим, называемый *продолжительным* (или *длительным*).

Из формулы (10.6) следует, что постоянная времени нагревания T обратно пропорциональна теплоотдаче $k_{\text{то}} S_{\text{охл}}$, поэтому хорошо вентилируемые машины имеют меньшие постоянные времени. При уменьшении интенсивности вентиляции постоянная времени T увеличивается. Например, в машинах с самовентиляцией снижение частоты вращения и останов машины приводят к возрастанию T, поэтому для них постоянная времени при охлаждении $T_{\text{охл}}$ примерно в 2–3 раза больше постоянной времени при нагревании T.

Для электрических машин различных мощностей величина $T = 0{,}3 \div 2$ ч, для микромашин $T = 3 \div 10$ мин.

Допускаемые превышения температуры. В процессе работы электрической машины происходят необратимые изменения изоляции, которые называют *старением изоляции*. При этом прежде всего изменяются механические свойства изоляции: снижается механическая прочность – она становится хрупкой и образуются трещины. Наличие трещин в изоляции снижает ее электрическую прочность. Вследствие этого может возникнуть пробой изоляции, после чего электрическая машина требует капитального ремонта.

Электрические машины обычно рассчитывают на срок службы 15–20 лет без капитального ремонта. Для того чтобы обеспечить заданный срок службы электрической машины, ее нужно правильно спроектировать, хорошо изготовить и при эксплуатации избегать режимов работы, вызывающих преждевременный выход из строя различных частей машины, т. е. необходимо предотвратить преждевременное старение изоляции.

Главными причинами старения изоляции являются: **высокая** температура; большие перепады температуры между отдельными деталями машины; электрическое поле; повышенная влажность; механические усилия.

Высокая температура вызывает окисление составляющих изоляции. Поэтому для обеспечения заданного срока службы электрических машин температура нагревания отдельных их частей должна быть ограничена. При повышении температуры происходит интенсивный износ изоляции и быстрое ее разрушение. Следовательно, максимальная температура, при которой может работать электрическая машина, определяется нагревостойкостью применяемой в ней изоляции. Чем выше допускаемая предельная температура отдельных частей машины, тем меньше срок ее службы из-за постепенного старения изоляции. Однако чем выше эта температура, тем больше можно нагрузить данную машину.

Электроизоляционные материалы, применяемые в электрических машинах, в зависимости от нагревостойкости подразделяют согласно ГОСТу на семь классов, характеристики которых приведены в табл. 1.2.

Наиболее чувствительны к высоким температурам материалы, выполненные из целлюлозы, бумаги, шелка и т. п., применяемые в изоляции класса А. В изоляции класса В в первую очередь окисляются связующие материалы и пропитывающие лаки. Изоляция классов F и H, как и изоляция класса B, выполняется на основе слюды, асбеста и стекловолокна, но имеет связующие с более высокой нагревостойкостью.

Экспериментальные исследования показали, что срок службы изоляции (в годах) может приближенно определяться по формуле

$$t_{из} = Ae^{-\alpha\vartheta}, \qquad (10.10)$$

где A и α – коэффициенты, зависящие от класса изоляции; ϑ – температура, °С.

Для изоляции класса А можно принимать $\alpha \approx 0{,}088$; $K = 7{,}15 \cdot 10^4$. Из формулы (10.10) следует, что с увеличением температуры резко возрастает интенсивность старения изоляции. Так, например, для изоляции класса А при температуре $\vartheta = 95$ °С срок службы изоляции $t_{из} \approx 16$ лет; при $\vartheta = 110$ °С срок службы $t_{из} \approx 4$ года, а при $\vartheta = 150°$ срок службы изоляции сокращается до нескольких дней. При ориентировочных расчетах принимают, что повышение температуры на 8 °С сверх 100 °С снижает срок службы изоляции класса А в два раза («правило восьми градусов»). Зависимость срока службы от температуры для изоляции класса В имеет такой же характер, как и для изоляции класса А, но сдвинута на 20 °С. Следо-

вательно, и для других видов изоляции справедливы общие соображения, сделанные относительно изоляции класса А, в частности справедливо и «правило восьми градусов».

Большие перепады температуры между отдельными частями машины вызывают перепады температуры и по толщине изоляции, что может создать в изоляции недопустимо высокие механические напряжения. Например, изоляция катушки, расположенной в пазах якоря, с одной стороны имеет температуру меди проводников катушки, а с другой – температуру сердечника якоря. Обычно отвод теплоты происходит через вентиляционные каналы, проходящие по стали сердечника, и в результате по толщине изоляции катушки наблюдается температурный перепад 15–5°.

Под действием температуры медные стержни катушки удлиняются и перемещаются относительно стенок паза. При этом в изоляции катушки возникают механические напряжения тем большие, чем больше перепад температуры между стержнями и стенками паза. При изменении нагрузки изменяются температура машины и перепад температур между катушками и сталью. Следовательно, колебания нагрузки приводят к перемещению стержней относительно стенок паза, что может вызвать разрыв изоляции, если она недостаточно эластична.

Электрическое поле в высоковольтных машинах вызывает ионизацию внутренних и поверхностных воздушных (газовых) включений. Ионизация воздушных включений вызывает увеличение тепловых потерь в изоляции; механическое расщепление листов слюды; появление озона и окислов азота, которые при наличии влаги образуют азотистую и даже азотную кислоту.

Озон, являясь сильным окислителем, разрушает органические составляющие изоляции – бумагу, шеллак и др. Азотная и азотистая кислоты могут действовать не только на изоляцию, но и на металлы (сталь, медь). Особенно вредна ионизация внутренних включений. Явление наружной ионизации (коронирования) возникает из-за наличия воздушных зазоров между поверхностью изоляции и стенками пазов. Коронирование менее опасно, чем внутренняя ионизация, так как разрушающему действию короны подвергается только поверхность изоляции. Более опасным является наличие местных скользящих разрядов в виде искр, которые могут расщеплять пластинки слюды и другие части изоляции. Для предотвращения поверхностных разрядов наружную покровную изоляцию делают с токопроводящими нитями, вследствие чего выравнивается потенциал паза и поверхности катушки. В низковольтных машинах старения изоляции из-за действия электрического поля не наблюдается.

Повышенная влажность вызывает снижение электрического сопротивления изоляции, что увеличивает токи утечки и потери в изоляции. Однако, как правило, это ухудшение свойств изоляции является обратимым и может быть устранено медленной сушкой. Обычно изоляцию сушат при работе машины в режиме холостого хода или короткого замыкания (при пониженном напряжении). При проведении ускоренной сушки возможно повреждение изоляции из-за бурного выделения водяного пара из внутренних пор, что вызывает появление в изоляции трещин и делает ее пористой. Увеличенную пористость изоляции можно уменьшить пропиткой обмотки в лаке.

Механические усилия, воздействующие на изоляцию, возникают из-за электродинамических сил между проводниками, внутренних вибраций, центробежных сил вращающихся частей и т. п. Иногда изоляция испытывает большие механические усилия и от внешних воздействий (тяговые двигатели, судовые электрические машины и т. п.). Многократно прилагаемые к проводникам знакопеременные усилия вызывают трещины в изоляции, что снижает ее электрическую прочность.

Кроме перечисленных основных причин на старение изоляции может влиять много других факторов — наличие химически активных веществ, находящихся в воздухе (хлор, аммиак, пары кислот и щелочей и т. п.), морской воды, низких температур (до −60 °C в ряде районов страны), микроорганизмов и даже насекомых (в тропических странах).

Поскольку главной причиной, вызывающей старение изоляции, является высокая температура, она нормируется стандартами и техническими условиями.

В табл. 10.1 приведены установленные ГОСТом предельно допустимые превышения температуры θ_{max} для некоторых частей электрических машин общепромышленного применения (при измерении температуры обмоток по методу сопротивления, а температуры сердечников, коллекторов и контактных колец — с помощью термометров).

Максимально допустимую температуру обмотки можно найти путем сложения максимально допустимого превышения температуры θ_{max} с условной температурой окружающей среды (для табл. 10.1 принято, что $\vartheta_0 = 40\,°C$) $\vartheta_{max} = \theta_{max} + \vartheta_0$. Если температура окружающей среды превышает расчетную, допустимое превышение температуры обмотки в эксплуатации должно быть снижено, чтобы температура обмотки не превышала ϑ_{max}. Если температура окружающей среды меньше расчетной, то в эксплуатации допускается соответственно увеличивать максимально допустимое превышение температуры обмотки

Таблица 10.1

Элементы машины	Допустимые превышения температуры для классов изоляции, °С				
	A	E	B	F	H
Обмотки якоря, соединенные с коллектором, и обмотки переменного тока машин мощностью до 5000 кВ · А	60	75	80	100	125
Многослойные обмотки возбуждения машин постоянного и переменного тока	60	75	80	100	125
Однорядные обмотки возбуждения с оголенными поверхностями . . .	65	80	90	110	135
Сердечники и другие стальные элементы, соприкасающиеся с изолированными обмотками	60	75	80	100	125
Коллекторы и контактные кольца	60	70	80	90	100

θ_{max}, но не более чем на 10°С по сравнению с значением, установленным ГОСТом. При работе машины в горных местностях, где из-за понижения барометрического давления ухудшается теплоотдача, стандарты предусматривают некоторое уменьшение допустимых превышений температуры.

Приведенные в табл. 10.1 значения θ_{max} обеспечивают работу электрических машин в течение длительного времени. Однако в ряде случаев при выполнении специальных машин сокращают срок службы машины и допускают более высокие значения θ_{max}. При этом представляется возможным увеличить мощность в тех же габаритах или же выполнить машину заданной мощности с меньшими массой и размерами.

§ 10.2. РЕЖИМЫ НАГРУЗКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

В зависимости от характера изменения нагрузки электрические машины могут работать в различных номинальных режимах – продолжительном, кратковременном, повторно-кратковременном и перемежающемся.

Продолжительный режим. Продолжительным называют режим работы электрической машины, при котором она работает с неизменной нагрузкой и время работы настолько велико, что превышение температуры θ над температурой окружающей среды достигает установившегося значения θ_∞ (рис. 10.2, *а*).

Из (10.3) следует, что при заданных размерах охлаждающей поверхности $S_{охл}$ и интенсивности охлаждения, определяемого коэффициента $k_{то}$, электрическая машина может быть нагружена только до определенной мощности, при которой ее потери

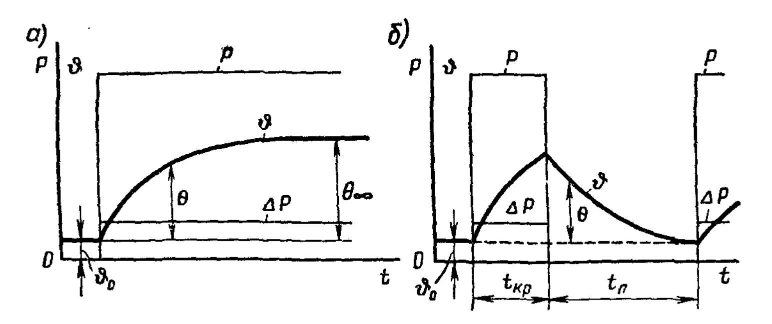


Рис. 10.2. Кривые изменения P, ΔP и v при работе электрической машины в продолжительном и кратковременном режимах

ΔP не превышают значения, соответствующего максимально допустимому превышению температуры θ_{max}. Величина θ_{max} определяется нагревостойкостью изоляции обмоток, применяемой в данной машине.

Мощность P, при которой $\theta_\infty = \theta_{max}$, называют *номинальной мощностью продолжительного режима* P_∞. Она является основным параметром, характеризующим нагрузочную способность электрической машины при продолжительном режиме работы. Под величиной P_∞ понимают ту наибольшую мощность, которую может отдать машина, непрерывно работающая в течение неограниченного времени (в двигателях – $P_{мех}$, в генераторах – $P_{эл}$), с нормально действующей вентиляцией при условии, что температура ее отдельных частей не превышает установленных значений, определяемых классом применяемой изоляции. Обычно при работе с мощностью P_∞ превышение температуры отдельных частей достигает установившегося значения через 3–6 ч для машин средней и большой мощности и через 10–30 мин для микромашин, после чего вся выделяющаяся теплота отдается окружающей среде. Для того чтобы превышение температуры электрической машины θ_∞ при определенной нагрузке не превышало максимально допустимого значения θ_{max}, машина должна иметь достаточные размеры охлаждающей поверхности $S_{охл}$. При заданной величине $S_{охл}$ требуемую величину $\theta_\infty \leqslant \theta_{max}$ можно обеспечить, увеличивая коэффициент $k_{то}$, т. е. повышая интенсивность охлаждения.

Кратковременный режим. При кратковременном режиме работа электрической машины с постоянной нагрузкой чередуется с ее отключениями (рис. 10.2, *б*). При этом периоды $t_{кр}$ нагрузки не настолько длительны, чтобы превышение температуры машины θ могло достигнуть установившегося зна-

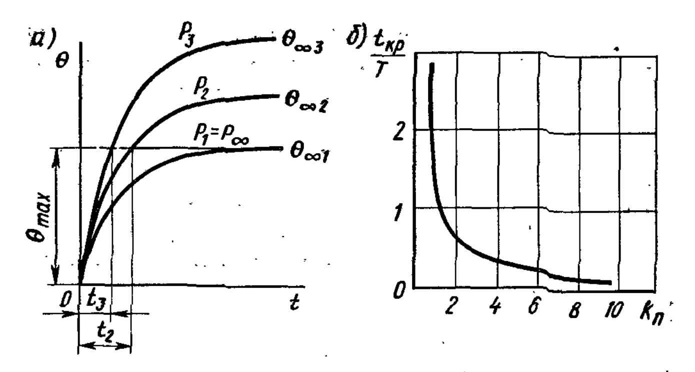


Рис. 10.3. Кривые нагревания электрической машины при работе ее с различными нагрузками и зависимость допустимого времени работы машины от степени перегрузки

чения θ_∞, а периоды отключения $t_п$ (паузы) достаточно велики, чтобы она успела охладиться до температуры окружающей среды ϑ_0. Для машин общего применения ГОСТ устанавливает следующие продолжительности рабочего периода: 10, 30, 60 и 90 мин. Однако в условиях эксплуатации продолжительность рабочего периода $t_{кр}$ может быть различной.

При работе машины с перегрузкой, т. е. с мощностями P_2 и P_3, большими, чем $P_1 = P_\infty$, величины $\theta_{\infty 2}$ и $\theta_{\infty 3}$ больше, чем θ_{max} (рис. 10.3, *а*). Следовательно, продолжительная работа машины при таких мощностях недопустима, и время ее работы должно быть ограничено. Чем больше отдаваемая *мощность* P (*а следовательно, и потери* ΔP), *тем больше* величина θ_∞ и интенсивнее нарастает превышение температуры θ в процессе нагрева. Таким образом, чем больше нагрузка машины, тем меньшее время она может работать до момента достижения величины θ_{max}. Например, при работе машины с *мощностью* $P_3 > P_2$ *допустимое время ее работы* $t_3 < t_2$. И, наоборот, меньшее время работы машины соответствует большей мощности, которую она может развивать. Допустимую продолжительность кратковременного режима $t_{кр}$, при которой превышение температуры $\theta_{кр}$ не возрастает свыше величины θ_{max}, можно получить из формулы

$$\theta_{кр} = \theta_\infty (1 - e^{-t_{кр}/T}). \qquad (10.11)$$

Следовательно, при кратковременном режиме можно допустить значения θ_∞, в $1/(1 - e^{-t_{кр}/T})$ раз больше, чем при длительном режиме работы. Во столько же раз могут быть увеличены и допустимые значения потерь мощности ΔP. Поэто-

му машины заданной мощности, рассчитанные для кратковременного режима, имеют значительно меньшие габаритные размеры и массу, чем машины, рассчитанные для длительной работы.

На рис. 10.3, *б* показана зависимость продолжительности работы электрической машины от степени ее перегрузки по потерям $k_п = \Delta P/\Delta P_\infty$. При кратковременных перегрузках длительностью 2—3 мин можно считать, что нагревание происходит без отдачи теплоты (адиабатически). При этом величина θ нарастает по линейному закону

$$\theta = \Delta P t/(cm). \qquad (10.12)$$

Повторно-кратковременный режим. В современной технике электрические машины часто работают в повторно-кратковременном режиме. При этом режиме (рис. 10.4, *а*) периоды работы машины под нагрузкой $t_р$ периодически чередуются с периодами отключения машины (паузами) $t_п$, вследствие чего общее время работы машины разбивается на периодически повторяющиеся циклы продолжительностью $t_ц = t_р + t_п$. При этом за периоды $t_р$ нагрузки превышение температуры не достигает установившегося значения, а за периоды отключения машина не успевает охладиться до температуры окружающей среды. Согласно ГОСТу время цикла $t_ц$ при работе машины в этом режиме не должно превышать 10 мин. Повторно-кратковременный режим характеризуется *продолжительностью включения* (%)

$$ПВ = (t_р/t_ц)100 = [t_р/(t_р + t_п)]100. \qquad (10.13)$$

Стандартные значения *ПВ* составляют 15, 25, 40 и 60%.

При работе в повторно-кратковременном режиме кривая нагревания *3* приобретает пилообразный характер (рис. 10.4, *б*), так как периоды нагревания чередуются с периодами охлажде-

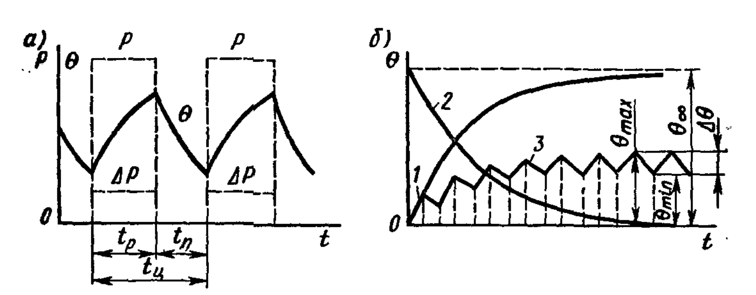


Рис. 10.4. Кривые изменения *P*, Δ*P* и θ при работе электрической машины в повторно-кратковременном режиме

ния. Во время рабочего периода $t_р$ величина θ возрастает по некоторой кривой, «параллельной» кривой нагревания машины *1*; во время паузы $t_п$ она уменьшается по кривой, «параллельной» кривой охлаждения *2*.

При достижении установившегося режима превышение температуры составляет от θ_{max} до θ_{min}, причем величина θ_{max} меньше превышения температуры θ_{∞}, которую имела бы машина при непрерывной работе с той же нагрузкой. Следовательно, при повторно-кратковременном режиме можно допустить бóльшие нагрузки, чем при длительной непрерывной работе. Отношение потерь мощности в машине, работающей при повторно-кратковременном и продолжительном режимах, при которых достигаются одинаковые установившиеся превышения температуры,

$$\Delta P_{п\text{-}к}/\Delta P_{прод} = [1 - e^{-(t_р/T + t_п/T)}]/(1 - e^{-t_р/T_н}), \qquad (10.14)$$

где $\Delta P_{п\text{-}к}$ и $\Delta P_{прод}$ – потери мощности при повторно-кратковременном и продолжительном режимах; $T_н$ и T – постоянные времени для неподвижной и работающей машины.

На практике при определении мощности, которую может развивать электрическая машина при повторно-кратковременном режиме, часто исходят из эквивалентного тока:

$$\boxed{I_{экв} = I_р\sqrt{t_р/(t_р + t_п)} = I_р\sqrt{ПВ},} \qquad (10.15)$$

где $I_р$ – действительный ток машины в рабочий период $t_р$.

Если машина рассчитана на работу при повторно-кратковременном режиме $ПВ_1$, то при работе ее в режиме $ПВ_2$ силу тока, определяющую развиваемую мощность P, можно увеличить или уменьшить пропорционально:

$$P_1/P_2 = I_1/I_2 = \sqrt{ПВ_2/ПВ_1}. \qquad (10.16)$$

Из формулы (10.16) следует, что при $ПВ = 60\,\%$ машина может развить мощность, приблизительно равную $1{,}3P_{\infty}$, при $ПВ = 40\,\%$ – мощность $1{,}6P_{\infty}$, при $ПВ = 25\,\%$ – мощность $2P_{\infty}$; при $ПВ = 15\,\%$ – мощность $2{,}6P_{\infty}$, где P_{∞} – мощность при длительном режиме работы (при $ПВ = 100\,\%$).

Перемежающийся режим. В этом режиме (рис. 10.5) кратковременные периоды работы под нагрузкой (рабочие периоды) чередуются с периодами холостого хода (паузами).

Перемежающийся режим характеризуется *относительной продолжительностью нагрузки* (%)

$$\boxed{ПН = (t_р/t_ц)100 = [t_р/(t_р + t_0)]\,100,} \qquad (10.17)$$

где $t_р$ – время работы; t_0 – время холостого хода.

Стандартные значения *ПН* составляют 15, 25, 40 и 60%. Продолжительность цикла $t_ц$ принимают равной 10 мин. Характер изменения ϑ и θ при этом режиме аналогичен характеру изменения тех же параметров при повторно-кратковременном режиме. За время $t_р$ и t_0 температура машины ϑ и превышения температуры θ не достигают установившихся значений.

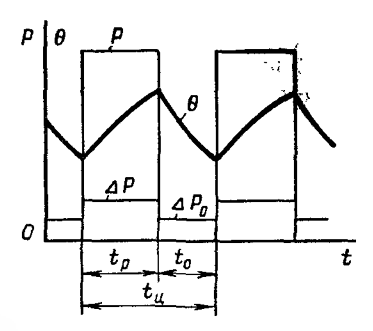
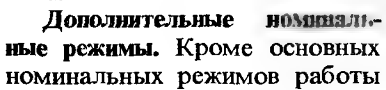


Рис. 10.5. Кривые изменения *P*, ΔP и θ при работе электрической машины в перемежающемся режиме



Дополнительные номинальные режимы. Кроме основных номинальных режимов работы в качестве дополнительных (рекомендуемых) ГОСТ устанавливает режимы работы, при которых нагрузка имеет циклический характер:

а) повторно-кратковременный с частыми пусками при *ПВ*, равной 15, 25, 40 и 60%;

б) повторно-кратковременный с частыми пусками и электрическим торможением при *ПВ*, равной 15, 25, 40 и 60%;

в) перемежающийся с частыми реверсами и электрическим торможением;

г) перемежающийся с двумя частотами вращения.

В дополнительных номинальных режимах устанавливается стандартное число включений в час — для режимов а) и б); число реверсов в час — для режима в) и число циклов в час — для режима г), равное 30, 60, 120 и 240 при коэффициентах инерции 1,2; 1,6; 1,0; 2,5 и 4 (отношение суммы приведенного к валу двигателя момента инерции приводимого механизма и момента инерции ротора к моменту инерции ротора).

Работа при переменной нагрузке. В эксплуатации электрических машин возможны режимы, несоответствующие нормативам ГОСТа. Наиболее типичным является режим с быстро изменяющейся нагрузкой, аналогичный повторно-кратковременному, когда в течение цикла температура элементов машины существенно не изменяется.

Если электрическая машина работает в продолжительном режиме, но при переменной нагрузке, то в ней происходит неустановившийся тепловой процесс (рис. 10.6), так как в различные промежутки времени (t_1, t_2, t_3 и др.) в ней возникают различные потери мощности. Форма получаемой при этом кривой нагревания для каждого промежутка времени опре-

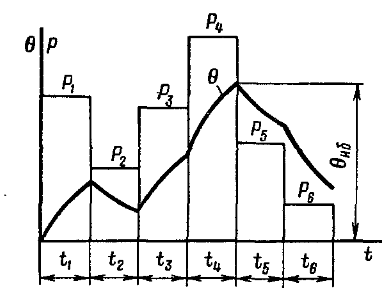


Рис. 10.6. Кривые изменения мощности P и величины θ при изменяющейся нагрузке

деляется уравнением

$$\theta_n = \theta_{\infty n}(1 - e^{-t/T}) + \theta_{0n}e^{-t/T}, \quad (10.18)$$

где $\theta_{\infty n}$ – установившееся превышение температуры, соответствующее потерям мощности ΔP_n, возникающим при работе машины в данном промежутке времени t_n; θ_{0n} – превышение температуры в конце предыдущего промежутка t_{n-1}.

Чтобы определить, может ли электрическая машина выполнить заданный график нагрузки, обычно применяют *метод эквивалентного тока.* В основу его положено предположение о том, что переменные потери в машине $\Delta P_{пер} \approx \Delta P_{эл}$ пропорциональны квадрату тока нагрузки. При изменении нагрузки машины (рис. 10.6) ток I также изменяет свое значение. Суммарные потери энергии за время $\sum t$ работы

$$\Delta A_{пер} = (\Delta P_{пост} + cI_1^2)t_1 + (\Delta P_{пост} + cI_2^2)t_2 + \ldots + (\Delta P_{пост} + cI_n^2)t_n,$$

где $\Delta P_{пост} = \Delta P_{м} + \Delta P_{мех} = \mathrm{const}$ – сумма магнитных потерь в стали магнитопровода и механических (от трения) потерь.

Если бы машина работала с постоянной нагрузкой, эквивалентной по количеству выделенной теплоты (по результирующим потерям мощности) данному графику, то потери энергии $\Delta A_{пост} = (\Delta P_{пост} + cI_{экв}^2)\sum t$, где $I_{экв}$ – ток машины при постоянной нагрузке. Приравнивая $\Delta A_{пер}$ величине $\Delta A_{пост}$, определяем

$$I_{экв} = \sqrt{(I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \ldots + I_n^2 t_n)/\sum t}, \quad (10.19)$$

который нагревает электрическую машину так же, как при работе ее с изменяющейся нагрузкой. По величинам $I_{экв}$ и $U_{ном}$ можно определить номинальную мощность машины, необходимую для выполнения заданного графика нагрузки.

Метод эквивалентного тока можно применять только при условии постоянства магнитных и механических потерь. Если электрическая машина работает при изменяющихся значениях магнитного потока и частоты вращения (например, машины постоянного тока с последовательным возбуждением или машины постоянного и переменного тока при изменяющемся напряжении и частоте), то этот метод может давать значительные погрешности из-за изменения величины $\Delta P_{пост}$. В соответствии с заданным графиком нагрузки строят кривую нагревания электрической машины (рис. 10.6).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В новой редакции программы КПСС, принятой XXVII съездом партии, ставятся большие задачи по ускорению социально-экономического развития советского общества. В экономической области предстоит обеспечить подъем народного хозяйства на принципиально новый научно-технический и организационный уровень; перевод его на рельсы интенсивного развития; достижение высшего мирового уровня производительности общественного труда, качества продукции и эффективности производства; установление оптимальной структуры и сбалансированности единого народнохозяйственного комплекса страны; значительное повышение уровня обобществления труда и производства; сближение колхозно-кооперативной собственности с общенародной, с перспективой их слияния.

В решении этих задач ключевая роль принадлежит машиностроению. В условиях научно-технической революции темпы развития машиностроительного комплекса и, в частности, электромашиностроения во многом определяют технический прогресс в области энергетики, топливной промышленности, транспорта и связи, металлургии, станкостроения и приборостроения, строительства, агропромышленного комплекса и др., комплексной механизации и автоматизации во всех этих отраслях народного хозяйства.

В настоящем учебнике изложены основы теории, особенности конструкции и режимы работы основных типов электрических машин, применяемых в народном хозяйстве СССР. При этом отмечены современные тенденции развития этих машин, направленные на повышение их надежности, энергетических показателей, улучшения характеристик и снижения затрат на их производство и эксплуатацию.

В целом в настоящее время в развитии отечественного электромашиностроения наблюдаются следующие тенденции:

улучшение конструкций магнитных систем, обмоток и систем охлаждения с целью снижения массы, габаритных размеров машин, потерь энергии в них;

увеличение единичной мощности машин, частоты вращения и номинального напряжения;

повышение надежности путем улучшения качества изоляции обмоток, устранения по возможности щеточных контактов и улучшения коммутации в коллекторных машинах;

создание новых схем электрических машин, сочетающих в себе электромагнитную систему с элементами полупроводниковой техники (диодами, тиристорами, транзисторами), для повышения надежности, улучшения характеристик и расширения диапазона регулирования выходных параметров (тока, напряжения, частоты вращения и др.);

создание линейных электродвигателей и двигателей возвратно-поступательного движения;

разработка более технологичных конструкций машин малой и средней мощности и микромашин, приспособленных для массового и серийного производства;

усовершенствование методов расчета электрических машин на основе применения ЭВМ, физического и математического моделирования;

создание единых, разработанных по общим стандартам серий электрических машин, которые могли бы выпускаться для всех стран – членов СЭВ на различных заводах по единой технической документации;

широкое применение стандартизации для основных параметров машин, элементов их конструкции, установочных размеров, способов охлаждения, защиты от воздействия внешней среды в соответствии со стандартами СЭВ и рекомендациями Международной электротехнической комиссии (МЭК).

В решении поставленных задач ведущая роль принадлежит работникам заводов и отраслевых научно-исследовательских и проектно-конструкторских институтов, созданных при всех научно-производственных объединениях электротехнической промышленности. Существенную помощь работникам электропромышленности оказывают также ученые и преподаватели высших учебных заведений нашей страны и выпускники вузов – молодые специалисты – будущие строители коммунистического общества.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Алексеев А. Е.* Конструкция электрических машин. М., 1958.
2. *Арменский Е. В., Фальк Г. Б.* Электрические микромашины. М., 1975.
3. Специальные электрические машины/*А. И. Бертинов, Д. А. Бут, С. Р. Мизюрин и др.* М., 1982.
4. *Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С.* Электрические машины и микромашины. М., 1981.
5. *Важнов А. И.* Электрические машины. Л., 1974.
6. *Вольдек А. И.* Электрические машины. Л., 1974.
7. *Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А., Сергеев П. С.* Проектирование электрических машин. М., 1969.
8. *Гольдберг О. Д., Гурин Я. С., Свириденко И. С.* Проектирование электрических машин. М., 1982.
9. *Ермолин Н. П.* Электрические машины малой мощности. М., 1975.
10. *Иванов-Смоленский А. В.* Электрические машины. М., 1980.
11. Испытание электрических микромашин/*Н. В. Астахов, Б. Л. Крайз, Е. М. Лопухина и др.* М., 1973.
12. *Кацман М. М., Юферов Ф. М.* Электрические машины автоматических устройств. М., 1980.
13. *Кацман М. М.* Электрические машины. М., 1983.
14. Проектирование электрических машин/*И. П. Копылов, Ф. М. Горяинов, Б. К. Клоков и др.* М., 1980.
15. *Копылов И. П.* Электромеханическое преобразование энергии. М., 1973.
16. *Кононенко Е. В., Сипайлов Г. А., Хорьков К. А.* Электрические машины. М., 1975.
17. *Костенко М. П., Пиотровский Л. М.* Электрические машины, ч. I и II. Л., 1973.
18. *Петров Г. Н.* Электрические машины. М., 1963, ч. II; 1968, ч. III.
19. *Постников И. М.* Проектирование электрических машин. Киев, 1960.
20. *Рихтер Р.* Электрические машины. М., 1935, т. I и II.
21. *Рабинович И. Н., Шубов Н. Г.* Проектирование машин постоянного тока. Л., 1967.
22. *Хрущев В. В.* Электрические микромашины автоматических устройств. М., 1978.
23. *Чечет Ю. С.* Электрические микромашины автоматических устройств. М., 1964.
24. *Юферов Ф. М.* Электрические микромашины автоматических устройств. М., 1976.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

ОГЛАВЛЕНИЕ